DEUTSCHE FUNK TECHNIK

2. JAHRGANG / NR. 8
LEIPZIG / AUGUST 1953

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK



FACHBUCHVERLAG GMBH LEIPZIG

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Mit einem der neuen Schnellautomaten, die zur Serienfertigung der Schallplatten dienen, lassen sich in einer Stunde etwa 80 bis 100 Platten pressen (siehe Bildreportage auf Seite 240). Aufnahme: Blunck

Die Rundfunkwellenausbreitung im Juni 1953

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der DDR

Lang-, Mittel- und Kurzwellen

Die Ausbreitung der Lang-, Mittel- und Kurzwellen ist, wenn man von der Nahausbreitung längs der Erdoberfläche absieht, ausschließlich durch den Zustand der einzelnen Ionosphärenschichten bedingt. Der Zustand der Ionosphäre wechselt regelmäßig mit der Tages- und Jahreszeit und mit der Sonnenfleckenperiode sowie unregelmäßig infolge mehr oder weniger häufig auftretender Ionosphärenstörungen. Auf die Zusammenhänge zwischen Rundfunkempfang und Ionosphäre wird demnächst in einem besonderen Aufsatz in dieser Zeitschrift eingegangen, so daß dann auch dieser Teil des von nun an regelmäßig erscheinenden Monatsberichtes noch weiter ausgebaut werden kann.

Die Ausbreitung der Lang- und Mittelwellen im Juni ist dadurch gekennzeichnet, daß die Fernempfangsmöglichkeit wegen des späten Sonnenuntergangs auf nur wenige Nachtstunden beschränkt bleibt, wodurch andererseits ein ungestörter Empfang der Nahsender bis in den späten Abend hinein gewährleistet ist. Für den Kurzwellenempfang hat insbesondere die im Sommer stets besonders aktive „sporadische E-Schicht" große Bedeutung, die auch im Juni dieses Jahres wieder so stark ausgeprägt war, daß sie zeitweise die höhergelegenen F-Schichten völlig abdeckte. Schwache bis mäßige Korpuskularstörungen der Ionosphäre im Zusammenhang mit erdmagnetischer Unruhe und vorübergehend erhöhter Sonnenfleckenzahl wurden vom 2. bis 3. Juni und in den Tagesstunden des 6. bis 8., des 12. bis 14., des 16. bis 18. und des 22. Juni 1953 beobachtet.

Unabhängig von den ionosphärischen Bedingungen war im Berichtsmonat zum großen Teil der Fernempfang im gesamten Frequenzbereich — besonders in der zweiten Tageshälfte — durch die verbreitete Gewittertätigkeit über Mittel- und Westeuropa stark beeinträchtigt. Spr.

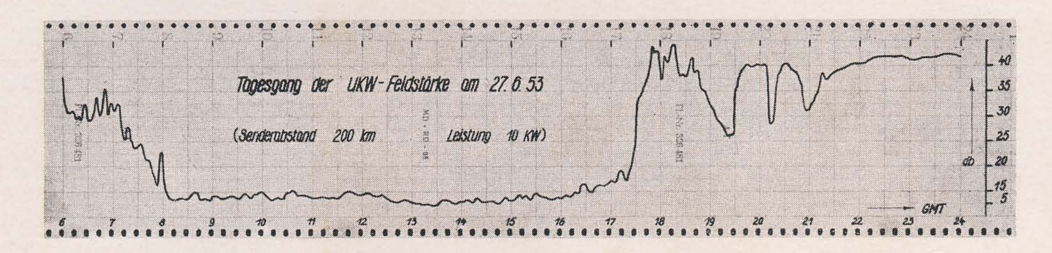
Ultrakurzwellen

Feldstärkeschwankungen im UKW-Bereich werden außerhalb des optischen Horizontes vor allem durch meteorologische Einflüsse hervorgerufen. Die dabei auftretenden Zusammenhänge sind in der Arbeit von M. P. Doluchanow „Fernsehen über große Entfernungen" im Heft 5/1953 der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK dargestellt.

Im Monat Juni waren die UKW-Ausbreitungsbedingungen im mitteleuropäischen Raum bei häufigem Auftreten von Tiefdruckkerngebieten sowie von Gewitterfronten weitgehend normal. Die niedrigsten Feldstärken für UKW-Fernstrecken (Senderabstand größer als 150 km) wurden bei Tiefdrucklagen am 1. und 18./19. Juni bei stark labiler Schichtung der unteren Atmosphäre beobachtet. Ende des Monats, besonders am 28. Juni, führte eine großräumige Hochdrucklage im gesamten deutschen Raum zu guten Ausbreitungsbedingungen. Bei kräftiger Ausbildung von „Bodeninversionen" und „freien Inversionen" wurden Fernsender in einem Abstand von 400 km vor allem am frühen Vormittag und am Abend mit großer Intensität aufgenommen (etwa 30 bis 40 db über dem Normalwert). Hohe Feldstärken wurden außerdem vom 12. bis 13. und vom 22. bis 24. Juni im Raum der westlichen Ostsee gemessen.

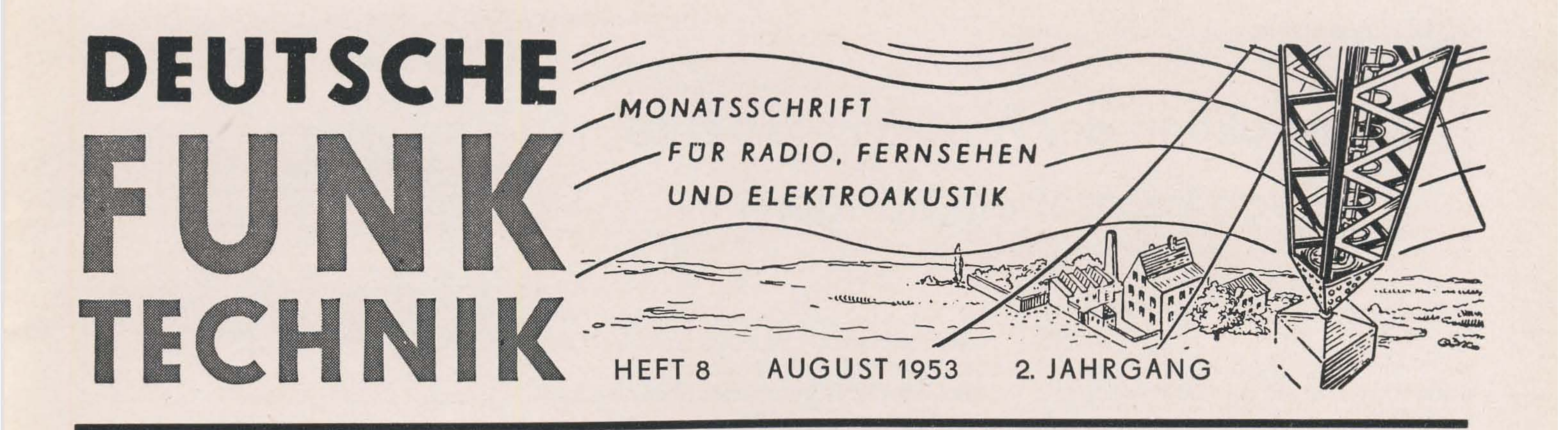
Am 17. und 20. Juni wurde für die Dauer von 20 Minuten ein oberitalienischer Sender gut empfangen. Dieser kurzfristige Empfang bei einer Senderentfernung von über 1000 km muß auf ionosphärische Reflexion zurückgeführt werden.

Typisch für die meteorologische Abhängigkeit der UKW-Feldstärke ist der sehr häufig zu beobachtende Tagesgang, wie er in der untenstehenden Abbildung für eine Landmeßstrecke im Abstand von 200 km dargestellt ist. Verursacht durch die nächtliche Ausstrahlung des Erdbodens entsteht in den unteren 100 m der Atmosphäre eine kräftige Bodeninversion. Diese bedingt die hohen Feldstärkewerte in den Morgen- und Abendstunden, wie sie auch der Tagesgang für den 27. Juni zeigt. Durch die Sonneneinstrahlung und die sich daraus ergebende Erwärmung des Erdbodens wird diese Inversion im Laufe des Vormittags aufgelöst, und es bildet sich eine annähernd „normale" Temperatur- und Feuchteschichtung mit der Höhe heraus, die entsprechende niedrige Feldstärkewerte hervorruft. In dem gezeigten Beispiel resultierte eine sehr hohe Tagesschwankung von fast 40 db. Kl.



Redaktion: Ing. Horst Baier (Chefredakteur), Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3. Fernruf 67 87 41 und 67 71 47. — **Verlag:** Fachbuchverlag GmbH, Leipzig W 31, Karl-Heine-Str. 16, Fernruf: 417 43, 421 63 und 428 43. — Postscheckkonto: Leipzig 137 23. Bankkonto: Deutsche Notenbank Leipzig 1901. Kenn-Nr. 21 355. — Erscheint einmal im Monat. — Bezugspreis: Einzelheft 2,— DM. In Postzeitungsliste eingetragen. — Bestellungen über die Postämter, den Buchhandel, beim Verlag oder durch die Beauftragten der ZZW. — **Anzeigenverwaltung:** DEWAG-Werbung, Deutsche Werbe- und Anzeigengesellschaft, Filiale Leipzig, Leipzig C 1, Katharinenstr. 3, Fernruf: 2 00 83. Telegrammanschrift: Dewagwerbung Leipzig, Postscheck: Leipzig 122 747 und sämtliche DEWAG-Filialen. — **Druck:** Tribüne Verlag und Druckereien des FDGB/GmbH Berlin, Druckerei III Leipzig III/18/36. — Veröffentlicht unter der Lizenz-Nr. 1129 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik.

— Nachdrucke, Vervielfältigungen, Verbreitungen und Übersetzungen des Inhaltes dieser Zeitschrift in alle Sprachen — auch auszugsweise — nur mit Quellenangabe gestattet.



Die Deutsche Demokratische Republik, die Republik des Friedens und der Arbeit

Der imperialistische faschistische Anschlag gegen die Deutsche Demokratische Republik, gegen die Einheit Deutschlands und den Frieden der Welt im Juni dieses Jahres ist jämmerlich gescheitert. Die demokratischen Friedenskräfte haben durch die erfolgreiche Abwehr dieses verbrecherischen Abenteuers ihre absolute Überlegenheit und Stärke bewiesen. Durch die gesellschaftliche Festigkeit der Mehrzahl unserer Werktätigen konnte mit unseren sowjetischen Freunden zusammen der aus dem imperialistischen Kriegslager herübergeworfene Brandfunke schnell und unerbittlich ausgelöscht werden. Wir Arbeiter, Techniker, Meister und Ingenieure brandmarken die verbrecherische Absicht der ausländischen Söldlinge, eine unter den Werktätigen der Deutschen Demokratischen Republik vorhandene Mißstimmung für ihre schmutzigen Zwecke auszunutzen, auf das schärfste. Unser Friedensaufbauwerk und die von unserer Volksregierung und von der Führung der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands im Interesse der Einheit Deutschlands korrigierten Wirtschaftsmaßnahmen usw. sollten von diesen Handlangern des Krieges zunichte gemacht werden.

Was wir mit unserer Regierung zu erledigen haben, erledigen wir selbst auf der Basis des gegenseitigen Vertrauens. Dazu benötigen wir keine Agenten und Provokateure, die wir Werktätigen aller Schichten nach wie vor mit allen zu Gebote stehenden Machtmitteln schärfstens bekämpfen werden. Wir Werktätigen wissen ganz genau, daß die Juniprovokation gegen das deutsche Volk wieder von jenen reaktionären Kreisen Westdeutschlands bzw. den imperialistischen Mächten vorbereitet wurde, die zu jeder Zeit aus imperialistischer Profitgier die Sache des Friedens mit allen Mitteln zu hintertreiben suchen.

Der deutsche Faschismus und Militarismus sind ihnen hierbei ständige, willfähige Werkzeuge. Mit Hilfe des Verfassungsbruches und des Staatsstreiches wurden sie daher durch die Adenauer-Regierung wieder in den Sattel gehoben. Die Adenauer-Clique macht, wie die letzten Ereignisse eindeutig beweisen, verzweifelte Anstrengungen, jede friedliche Lösung des deutschen Problems und der damit verbundenen internationalen Fragen zu verhindern, während alle anderen friedliebenden Deutschen jede sich anbahnende Entspannung in der Weltlage froh begrüßen. Dem Anschlag auf den Frieden wurde daher von uns schärfste demokratische Härte entgegengesetzt, damit unserem Volke nicht neues namenloses Unglück widerfährt. Die vergangenen Ereignisse in unserer Heimat haben gezeigt, daß das demokratische Regime voll und ganz gefestigt ist und die breiten Volksmassen geschlossen hinter ihrer Volksregierung und der fortschrittlichsten Partei Deutschlands, der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands, stehen. Entsprechend den Junibeschlüssen unserer Regierung wird der neue Kurs unbeirrbar und in voller Volksverbundenheit fortgesetzt. Der neue Kurs ist auf eine rasche Hebung der Lebenshaltung aller Schichten der Bevölkerung, auf eine allgemeine gesellschaftliche und wirtschaftliche Verbesserung der Lage in unserer Republik und auf eine konsequente Überwindung der Kluft zwischen Ost und West in unserem Vaterland ausgerichtet. Es kommt nun darauf an, daß keiner von uns abwartend beiseite steht, daß jeder nach den Juniereignissen an sich selbst und seiner Umwelt zur Besserung der Lage ehrliche Kritik übt und daß sich alle Menschen guten Willens eng um unsere Regierung zusammenfinden und mithelfen, den neuen Kurs des Vertrauens und der Zuversicht in der Deutschen Demokratischen Republik zu verwirklichen.

Bei aller Schaffensfreudigkeit, die alle Menschen unserer Heimat durch den neuen Kurs beseelen wird, dürfen wir aber auf Grund der Ereignisse nicht vergessen, erhöhte Wachsamkeit zu üben und unsere demokratische Staatsmacht weiterhin zu festigen. Die Funk- und Fernmeldeindustrie ist auf Grund ihrer Eigenart in Verbindung mit dem betrieblichen Nachrichtenwesen ganz besonders dazu berufen, unsere demokratische Staatsmacht bei der Durchführung des neuen Friedenskurses an vorderster Stelle mit zu unterstützen. Die Deutsche Post zum Beispiel hat bei den Juniereignissen ganz besonders bewiesen, daß sie ein absolut sicheres Nachrichteninstrument unseres demokratischen Staates ist. Wir können stolz darauf sein, solche starken demokratischen Eckpfeiler in unserem Berufszweige zu haben.

Es kommt jetzt darauf an, daß sich jeder Werktätige durch vorbildliche Arbeit bzw. lebendige und kritische Verbundenheit mit seiner Umwelt für die Verwirklichung des neuen Regierungskurses einsetzt. Das unmittelbare Lebensinteresse jedes einzelnen, die nationale Wiedervereinigung und die Erhaltung des Friedens werden dann in unserer Heimat in jeder Weise gesichert sein.

„Es lebe die Deutsche Demokratische Republik, die Republik des Friedens und der Arbeit!"

Horst Baier

Ing. WALTER KOPSCH

Konstruktion der Abstimmelemente von Fernsehempfängern

Betrachtet man die Vielzahl der Fernsehkanäle und die Höhe der Frequenzen, so wird einem bewußt, mit welchen Schwierigkeiten bei der Entwicklung und Konstruktion eines Konverters zu rechnen ist. Bei einer Weiterentwicklung und Neuerrichtung von Fernsehsendestationen können in den Fernsehrundfunkbändern I (41 bis 68 MHz) und III (174 bis 216 bzw. 223 MHz) keine weiteren Fernsehsender untergebracht werden. Man möge daher jetzt schon sein Augenmerk auf die Benutzung der Bänder IV (470 bis 585 MHz) und V (610 bis 960 MHz) richten. Dem Dezimeterwellenbereich wird daher in Zukunft auch für Fernsehsendungen besondere Bedeutung zufallen. Um aber in den uns zugeteilten Bändern ein einwandfreies Bild und einen einwandfreien Ton sowie eine Vielzahl von Sendern zu empfangen, ist es unbedingt notwendig, einen Konverter zu entwickeln, der allen Anforderungen entspricht. Dieser Konverter vereinigt in sich den Hochfrequenzverstärker, den Oszillator, die Mischstufe sowie den Abstimmsatz. In dieser Zusammenfassung stimmen die meisten zur Zeit bestehenden Ausführungen überein. Hinsichtlich der Schaltung, der Röhren und der Konstruktion der Abstimmelemente werden jedoch die verschiedenartigsten Anordnungen verwendet. Im folgenden soll ein Überblick über diese Ausbildungsmöglichkeiten des Eingangsteiles und die Anwendung in den Fernsehempfangsgeräten gegeben werden, unter ausführlicher Behandlung einiger besonders bemerkenswerter Konstruktionen, die zur Herstellung eines idealen Konverters Anwendung finden sollten.

In Ländern mit vielen Fernsehkanälen wird man dabei meist Empfangsgeräte bevorzugen, die wahlweise auf alle Kanäle eingestellt werden können. In England sind dagegen jedoch die Geräte nur für den Empfang eines Senders vorgesehen. In der Deutschen Demokratischen Republik hat ein Fernsehsender zur Zeit seinen Betrieb erfolgreich aufgenommen, in Westdeutschland sind drei Sender, und zwar in den Kanälen 3, 4 und 6, in Betrieb. Fast alle deutschen Produktionsstätten bevorzugen Abstimmaggregate, die sich auf sechs oder sogar acht Kanäle abstimmen lassen. Infolge der verschiedenen Sendenormen bestehen bezüglich der Bandbreiten Unterschiede. Der Abstand zwischen Bild- und Tonträger ist in der UdSSR und in der Deutschen Demokratischen Republik zur Zeit 6,5 MHz, in England 3,5 MHz, in Amerika 4,5 MHz und in Westdeutschland 5,5 MHz. Die größte Bandbreite hat Frankreich bei einer Zeilenzahl von 819 Zeilen und einem Bild-Tonabstand von 14 MHz. Hieraus ist klar zu erkennen, was bei der Entwicklung und Konstruktion eines Konverters berücksichtigt werden muß, damit die Geräte auch exportfähig sind.

Bei der Entwicklung eines solchen Eingangsteiles spielt die Wahl der Zwischenfrequenz eine entscheidende Rolle. In Deutschland werden zur Zeit 25,7 MHz für den Bildträger und 20,2 MHz für den Tonträger gewählt. Die UdSSR arbeitet mit einer sehr hohen Frequenz, und zwar mit 35 MHz, die USA mit Frequenzen von 25,5 und 21,25 MHz. Einzelne Firmen verwenden für ihre Geräte eine ZF von 40 MHz. Durch ungünstige Wahl der ZF können Störungen entstehen; sie werden durch Oberwellen der ZF oder durch die Oszillatorfrequenz eines benachbarten, auf einem anderen Kanal arbeitenden Empfängers hervorgerufen. Für die deutschen Kanäle, bei einer ZF von 25,7 MHz, spielen die Oberwellen der ZF eine unwesentliche Rolle, da nur sehr schwache höhere Harmonische in den Kanalbereich gelangen. Anders verhält es sich bei den britischen Kanälen und auch dann, wenn die ZF höher, zum Beispiel 40 MHz, gewählt wird. Es sind Frequenzbereiche ermittelt worden, bei denen Störungen aus den Harmonischen der Oszillatorfrequenz zu erwarten sind, sobald die Oszillatorfrequenz niedriger als die Signalfrequenz ist. Somit kommt überhaupt nur eine ZF von 37 MHz für die fünf britischen Kanäle in Betracht. Selbst bei dieser ZF ist im Kanal 4 eine Störung zu erwarten. Es erscheint daher zweckmäßig, eine höhere Oszillatorfrequenz als die Signalfrequenz zu wählen. In Deutschland ist es wesentlich, bei einer ZF von 20 bis 40 MHz die Oszillatorfrequenz höher zu legen. Um sich gegen Einwirkungen von Nachbargeräten zu schützen, ist es ratsam, eine ZF von 43,2 bzw. 57,75 MHz zu wählen. Störungen lassen sich nur dann vermeiden, wenn die ZF so groß ist, daß die Oszillatorfrequenz außerhalb der Kanäle liegt.

Beispiel:

Wenn das gestörte Gerät auf Kanal 1 (175,25 MHz), das störende Gerät auf das Bereichsende (216 MHz) abgestimmt sind, so ergibt sich eine Mindest-ZF von 46 MHz.

Bei einer ZF von 46 MHz verteuert sich aber die Herstellung eines Gerätes gewaltig, da solch ein Zwischenfrequenzverstärker schwierig aufzubauen ist und auch die Stabilität des Oszillators sehr hohe Anforderungen stellt. Man versucht deshalb, durch bauliche Maßnahmen die Abstrahlung des Oszillators sehr gering zu halten. Man spricht hier von einer zulässigen Ausstrahlung des Oszillators. Im Bereich von 175 bis 215 MHz stellt das Gerätechassis

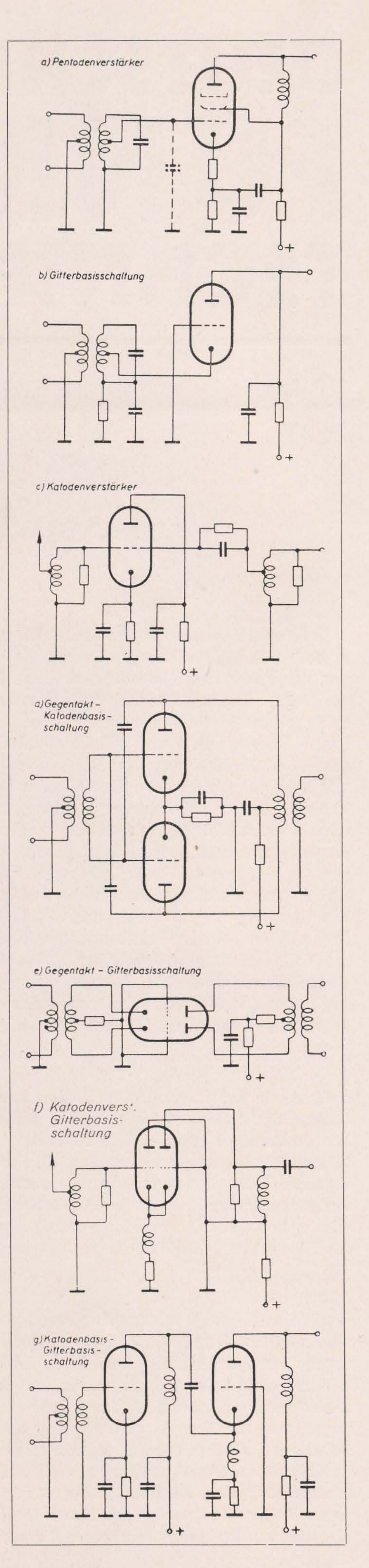


Bild 1: HF-Verstärkerschaltungen

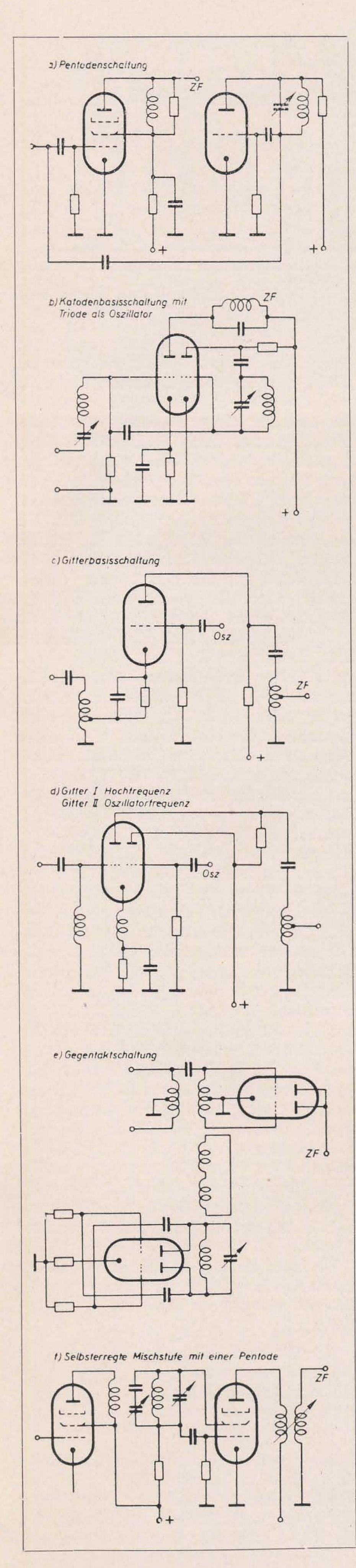


Bild 2: Mischstufenschaltungen

und nicht die Antenne den Hauptstrahler dar. Die Abmessungen des Chassis liegen schon in der Größenordnung, in der Halbwellenresonanz auftritt. Besondere Bestimmungen schreiben vor, daß Feldstärken von 50 μV/m im 40- bis 80-MHz-Bereich und 150 μV/m in dem 170- bis 210-MHz-Bereich überschritten werden dürfen.

Bei geschicktem Aufbau lassen sich die Bestimmungen einhalten. Folgende Umstände wirken sich günstig aus: Wählt man einen Abstand von 21 oder 41 MHz zwischen Oszillator und Tonträger, so erlaubt das den Einbau verhältnismäßig einfacher selektiver Kreise. Dadurch wird die Oszillatorschwingung, bevor sie in den Anodenkreis des HF-Verstärkers gelangt, stark gedämpft. Alle ZF-Bandfilter oder -kreise werden so ausgebildet, daß sie die Oszillatorfrequenz sperren. Es ist auch eine sorgfältige Abschirmung erforderlich, da sie weniger Kosten verursacht als andere Mittel. Außerdem beachte man noch folgende Punkte:

1. Erdung des Gehäuses des Eingangsteiles,
2. keine Schleifenbildung,
3. richtige Orientierung der Spulen,
4. Verdrosselung aller Zuleitungen,
5. Vermeidung von Schlitzen und Bohrungen in den Abschirmungen,
6. Zwischenlagen von Kupferfolie zwischen Abschirmkappe und Chassis.

Der HF-Verstärker

Der HF-Verstärker läßt sich nach verschiedenen Schaltungen aufbauen (Bilder 1a bis 1g). Es sollen hier nur die wichtigsten angeführt und über die Vor- und Nachteile dieser Schaltungen gesprochen werden. Für den HF-Teil kommen hauptsächlich die Röhren EF 80 oder EF 42 und die Doppeltrioden ECC 81, 12 AT 7 oder 6 J 6 in Frage. Am häufigsten ist der Pentodenverstärker (Bild 1a) anzutreffen. Bei Verwendung einer Triode kommt die Gitterbasisschaltung (Bild 1b) in Frage, der Katodenverstärker (Bild 1c) hat bisher wenig Anwendung gefunden. Die Gegentaktanordnung mit einer Doppeltriode in Katoden- sowie Gitterbasisschaltung findet oft Anwendung. Es sind auch kombinierte Anwendungen mit einer Doppeltriode (getrennte und miteinander verbundene Katoden) möglich. Erstes System als Katodenverstärker, das zweite System als Gitterbasisschaltung (Bild 1f) oder ein System als Katodenbasisschaltung, das zweite System als Gitterbasisschaltung. Solange aber das Sendernetz noch weitmaschig und die Leistung der Sender nicht sehr groß ist, wählt man für hohe Leistung zweckmäßig die Schaltung nach Bild 1g. Bei engmaschigem Sendernetz und großer Empfängerdichte werden dagegen Schaltungen nach Bild 1a bevorzugt.

Die Mischstufenschaltungen

Auch für die Mischstufen kommen verschiedene Schaltungen zur Anwendung. Hierbei wird selten die Pentodenschaltung (Bild 2a) angewandt. Viel häufiger findet man die Katodenbasisschaltung mit einer Triode (Bild 2b), bei der das zweite Triodensystem als Oszillator geschaltet wird, demgegenüber tritt die Gitterbasisschaltung nach Bild 2c stark zurück. Bei Verwendung einer Doppeltriode kann die Anordnung nach Bild 2d so getroffen werden, daß die HF dem Gitter des eines Triodensystems und die Oszillatorfrequenz dem Gitter des anderen Triodensystems zugeführt wird. Hierbei wird von jedem Gitter nur ein Teil des Anodenstroms beeinflußt. Es sei noch die Gegentaktschaltung nach Bild 2e erwähnt, die seltener angewendet wird. Alle diese angeführten Schaltungen arbeiten mit getrenntem Oszillator, für den entweder eine getrennte Triode oder die Hälfte einer Doppeltriode vorgesehen ist. Um Röhren zu sparen, läßt sich die Mischstufe auch als selbsterregte Mischstufe mit einer Pentode nach Bild 2f schalten.

Das Bild 3 zeigt eine moderne, für die Röhre EF 80 angegebene Mischschaltung mit einer Mischsteilheit von 3,5 mA/V.

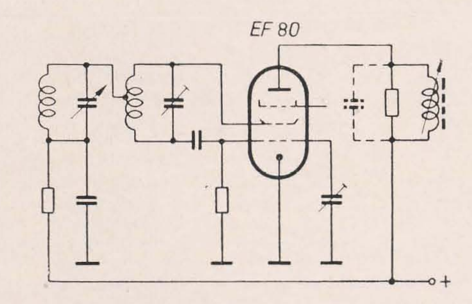


Bild 3: Schaltung mit einer Mischsteilheit 3,5 mA/V bei 200 MHz

Die Röhre arbeitet in Eigenerregung, der Oszillatorkreis bildet mit den Röhrenkapazitäten eine Brückenschaltung, die Kapazitäten werden einerseits durch die Gittereingangskapazität, andererseits durch die Kapazität des Schirmgitters gegen Erde gebildet. Da die Gittereingangskapazität die kleinere ist, wird ihr noch ein Trimmer parallel geschaltet. Der elektrischen Mitte der Oszillatorspule wird die Schwingung des Anodenkreises zugeführt, wodurch eine völlige Entkopplung der Kreise erreicht wird. Die Anodenkapazität der Vorröhre und die Gitter- und Schirmgitterkapazität der Mischröhre bilden die Abstimmkapazität für den Anodenkreis der Vorröhre. Um einen großen Resonanzwiderstand bei der geforderten Bandbreite zu erreichen, wird der Anodenkreis zweckmäßig durch einen Eisenkern abgestimmt. Diese Schaltung besitzt eine große Frequenzstabilität (5 kHz Schwankung), der äquivalente Rauschwiderstand beträgt etwa 4 kΩ und die Mischsteilheit 3,5 mA/V.

Die Abstimmsätze

Die größten Unterschiede bestehen aber in der mechanischen Ausführung der Abstimmittel; sie werden zum Beispiel ausgeführt mit

Drehknopf,
Drehschalter,
Drehtrommel,
Schiebeschalter,
Schiebeschlitten,
Drucktasten.

Hiervon unterscheidet man nochmals:

- Kondensatorabstimmung,
- Spulenabstimmung,
- Eisenkernabstimmung,
- Metallkernabstimmung,
- umschaltbare Lecherleitungen

und gegebenenfalls gemischte Systeme.

Bild 4 zeigt in einer Übersicht die Möglichkeiten, die sich beim Kombinieren der verschiedenen konstruktiven Anordnungen mit den elektrischen Abstimmelementen ergeben. Hierzu wäre noch folgendes zu erwähnen:

Wenn man bedenkt, daß bei verschiedenen ausländischen Fernsehempfängern der Frequenzbereich von 54 bis 216 MHz reicht, also ein Frequenzverhältnis von 4 : 1 zu überstreichen ist, so erscheint es zunächst abwegig, dafür eine Lösung mit kontinuierlicher Abstimmung zu wählen. Drehtrommelausführungen und Schiebeschalteranordnungen werden dafür wegen der vielen Schaltkontakte nicht angewendet. Dennoch sind in Amerika viele solcher Abstimmteile entwickelt und gebaut worden. Bei dem nun näher besprochenen Abstimmsatz wird die große Frequenzvariation durch eine Anordnung erreicht, die Bild 4 (Antrieb: Drehschalter/Metall- und HF-Eisenkerne) im Schnitt zeigt und deren Wirkungsweise leicht erkennbar ist. Zieht man den Metallzylinder hervor, so wirkt der HF-Eisenkern und vergrößert die Induktivität erheblich, während der Metallzylinder einmal die Induktivität der Spule in bekannter Weise herabsetzt und zum anderen den Eisenkern außer Funktion bringt. Beide Effekte zusammen ergeben den großen Abstimmbereich. Die Spulenwicklung ist so verteilt, daß zunächst bei den Kanälen 2 bis 6 ein annähernd geradliniger, flacher Verlauf erzielt wird. In dem nichtbenutzten Zwischengebiet ändert sich dann die Frequenz sehr schnell und verläuft in dem Gebiet der Kanäle 7 bis 13 wieder geradliniger und flacher. Um die Einstellung auf die verschiedenen Kanäle zu erleichtern, ist der Antriebsmechanismus für die Metallhülsen mit Rasten ausgebildet. Um eine konstante Bandbreite von etwa 6 MHz (bei 10% Abfall) in allen Kanälen zu erreichen, müssen der Eisenkernwerkstoff und die Zylinderabmessungen sorgfältig aufeinander abgestimmt werden. Das Schaltbild dieses Abstimmteiles zeigt Bild 5. Als Verstärkerröhre wird hier eine Pentode verwendet; der Eingangskreis entspricht den üblichen Schaltungen. Beachtenswert ist die kapazitive Abschirmung zwischen Primär- und Sekundärwicklung, sie soll Fremdspannungen abhalten und eine gleichmäßige Anpassung herstellen. Die Übertragung auf die Mischröhre erfolgt über ein übliches Bandfilter, dessen Kreise kapazitiv gekoppelt sind. Hierbei ist die räumliche Anordnung der Spulen von Bedeutung, da die Streukapazitäten und die magnetische Kopplung der Spulen eine Rolle für die resultierende Kopplung der Kreise spielen. Der Vorteil dieses Abstimmteiles gegenüber denen mit Umschaltern besteht darin, daß er keine Kontakte besitzt und so die Betriebssicherheit eines Gerätes erhöht.

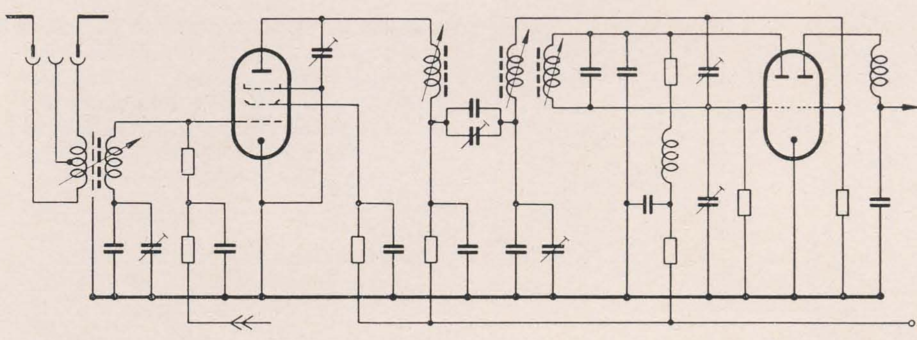


Bild 5: Schaltung eines Abstimmteiles

Bild 4: Verschiedene Konstruktionen von Abstimmteilen

Es seien noch die technischen Daten dieses Abstimmteiles angeführt, soweit sie sich auf den oberen Frequenzbereich beziehen:

Bandbreite 6 MHz,
Verstärkung etwa 36 db,
Rauschfaktor 10 bis 12,
Oszillatorspannung am 300-Ω-Eingang 5 mV.

Eine weitere interessante Konstruktion eines Abstimmteiles stellt der Variokondensatorabstimmer dar, eine drehkondensatorähnliche Anordnung, die im Bild 4 (Antrieb: kombiniert/Spulen)

schematisch dargestellt ist. Das eigentliche Abstimmaggregat befindet sich in einer normalen Drehko-Wanne. Auch die Achse des üblichen Drehkondensators mit ihren Metallplatten ist vorhanden. An Stelle des Statorpaketes sind Isolierplatten angebracht, die die im oben genannten Bild gezeichnete Form haben. Auf ihnen befinden sich die Flachspulen. Werden die Metallplatten zwischen den Spulenplatten hereingedreht, so wird die Induktivität der Spulen herabgesetzt. Die Flachspulen werden auf die Isolierstoffplatten in der gleichen Weise aufgebracht, wie es bei den Spulentrommeln der Fall ist. Im Ausland sind zum Beispiel kupferplattierte Isolierstoffplatten auf dem Markt und werden offenbar auch für den beschriebenen Zweck weitgehend verwendet. Bild 6 zeigt die Selektionskurven einer 6-Kanal-HF-Abstimmtrommel und ihre Bereichsüberkopplung. Die genannten Abstimmteile stellen nur einen Ausschnitt aus der Vielzahl der bestehenden Abstimmittel dar. Eine Standardausführung besteht zur Zeit noch nicht. Man kann demnach damit rechnen, daß die neuere Entwicklung noch viel Interessantes bringen wird.

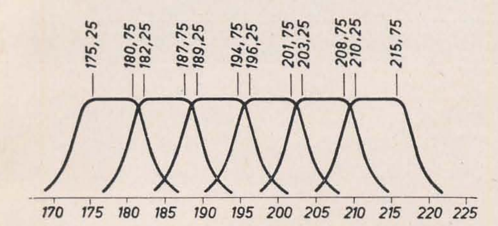


Bild 6: Bereichskurven des 6-Kanal-HF-Kopfes

Literatur

W. Dillenburger, „Aufbau und Arbeitsweise der Fernsehempfänger"

D. Hopf, „Die Schaltungstechnik der Vor- und Mischstufe von Fernsehempfängern mit der Doppeltriode ECC 81"

R. Wilke, „Fernseher-Abstimmteile", radio mentro (1952), S. 107 bis 109

Claus Reuber, „Fernseher" radio mentor (1952), S. 120 bis 122

W. T. Cocking, „Television", Station Selection. Wireless World (1949), S. 242 bis 246

A. Renardy, „Eingangsschaltungen deutscher Fernsehempfänger"

Dr. W. Reichel, „Vergleichende Übersicht von Eingangsteilen von Fernsehempfängern", Funk und Ton (1952), S. 406 bis 415

D. Lerner, „The Turret Type TV Tuner, Radio a. Television News, June (1950), S. 58, 59

KT, „Eine praktische Abstimmeinheit für Fernsehempfänger", Funktechnik 7 (1952), H. 13, S. 342 bis 343

Ein neuer UKW-Sender

Nachdem im Mai die Messestadt Leipzig einen UKW-Sender erhielt und im Juni ein UKW-Sender auf dem Inselsberg seinen Sendebetrieb aufnahm, wird der Aufbau unseres UKW-Sendernetzes mit der Errichtung eines neuen UKW-Senders in Schwerin fortgesetzt, der am 23. Juli 1953 seine Sendetätigkeit auf 89,2 MHz mit dem Programm Berlin I begann. Später wird er das Programm Berlin III übernehmen.

cand. phys. HANS JOACHIM FISCHER

Zählerschaltungen

In der Praxis des Fernsehens ist es oft notwendig, eine Schwingstufe mit einer Frequenz zu synchronisieren, die eine Subharmonische einer anderen Frequenz ist. Das Verhältnis von Bild- zu Zeilenfrequenz ist 1 : 25. Man kann die Bildfrequenz demnach durch Teilung im Verhältnis 1 : 25 aus der Zeilenfrequenz erhalten, indem jeder 25. Impuls gezählt und zu diesem Zeitpunkt die angeschlossene Schaltung ausgelöst wird. Es gibt nun mehrere Impulszähler, die für diesen Zweck verwendbar sind. Eine andere Aufgabe, die ebenfalls mit Hilfe dieser Zähler gelöst werden kann, ist die Messung kleiner Frequenzänderungen. Auch zur Erzeugung einer auf dem zu messenden Kurvenzug erscheinenden Zeitmarkierung oder zur Untersetzung einer quarzgesteuerten Hochfrequenzschwingung in eine tonfrequente sind Abwandlungen dieser Schaltungen brauchbar.

Im Prinzip bestehen zur Lösung des Zählproblems zwei Möglichkeiten: Man schickt entweder einen von der Impulszahl abhängigen Strom über einen Widerstand und mißt seinen Mittelwert, oder man lädt einen Kondensator stufenweise auf und entlädt ihn bei einem bestimmten Potentialwert. Je nach der Polung der dabei verwendeten Dioden spricht man beim ersten Verfahren von einem Positiv- oder Negativzähler, eine Anordnung nach dem zweiten Prinzip ist der Stufenzähler.

Der Positiv- oder Negativzähler

Voraussetzung für das Arbeiten der Schaltung nach den Bildern 1 und 2 ist das Vorhandensein von Impulsen gleicher Amplitude. Im Falle ungleicher Impulsamplituden ist eine Begrenzung durch eine Schwellwertschaltung (antiparallele, vorgespannte Dioden, Pentoden mit $U_a = U_{g2} = 10$ bis 20 V) auf den Wert der kleinsten Amplitude erforderlich. Diese Bedingung besteht auch für den Stufenzähler. Man kann also mit allen in der Folge besprochenen Schaltungen nur Impulse gleicher Größe zählen.

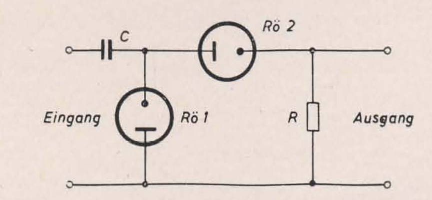


Bild 1: Positivzähler

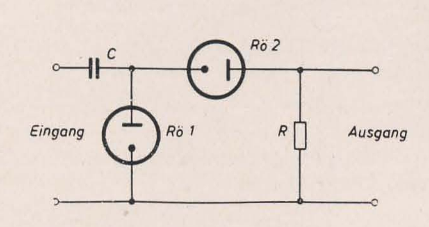


Bild 2: Negativzähler

Führt man nun einen dieser gleichhohen Impulse an den Eingang der Schaltung Bild 1, so wird die Katode von Rö 1 positiv, es fließt Strom durch R und der Kondensator lädt sich über Rö 2 auf. Beim Wirksamwerden der Impulsrückflanke läuft Rö 1 leer, Rö 2 leitet und entlädt den Kondensator. Dieser Vorgang wiederholt sich bei jedem neueintreffenden Impuls. Der Spannungsabfall an R ändert sich mit der Frequenz, und eine Spannungsänderung zeigt eine Frequenzänderung an. Ist die Impulspolarität entgegengesetzt, polt man die Dioden um und erhält eine Schaltung nach Bild 2. Durch Messen der Spannung an R mit einem Röhrenvoltmeter kann diese Anordnung zur Frequenzmessung verwendet werden.

Stufenzähler

Baut man einen Zähler nach dem zweiten Prinzip auf, muß eine Anordnung zur stufenweisen Aufladung mit einer Entladeschaltung kombiniert werden. Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung. Sie besteht aus dem Generator, der Impulse mit konstanter Folgefrequenz und Amplitude erzeugt, dem Zählkreis mit zwei Kondensatoren und zwei Dioden sowie dem Entladeteil. Wenn ein positiver Impuls auf den Zählkreis gegeben wird, werden C_1 und C_2 über Rö 1 aufgeladen. Während dieser Zeitspanne ist Rö 2 nichtleitend. Da die Ladezeitkonstante sehr klein ist — sie ist vom Ausgangswiderstand des Impulsgenerators, dem Innenwiderstand der Diode und dem Ladekondensator abhängig — sind C_1 und C_2 nach einer relativ kurzen Zeit voll aufgeladen, und die Spannung U_p, die der Impulsamplitude entspricht, wird auf beide Kondensatoren in definierter Weise verteilt. Nimmt die Impulsspannung ab, wird C_1 über die Eingangsschaltung durch Rö 2 entladen,

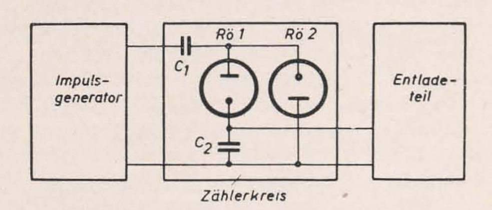


Bild 3: Stufenzähler

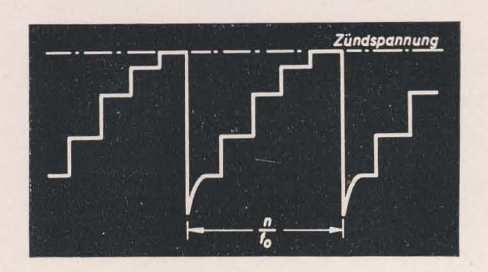


Bild 4: Stufenförmige Spannung an C_2

während C_2 seine Ladung behält, da Rö 1 während dieses Zeitabschnittes gesperrt ist. Erreicht nun ein zweiter Impuls den Zählkreis, erhöht sich die Ladung von C_2. Bei regelmäßig aufeinanderfolgenden Eingangsimpulsen baut sich die Spannung an C_2 stufenweise auf (Bild 4). Sie erreicht asymptotisch den Spannungswert der Impulsamplitude U_p, bis die Entladeschaltung wirksam wird und der Arbeitsablauf neu beginnt.

Bild 5 zeigt die Ladekurven für die Spannungsstufen an C_2 für drei Verhältnisse $\frac{C_2}{C_1}$. Im Falle der Kurve A ist $\frac{C_2}{C_1} = 1$, die Aufladung erfolgt zunächst in großen, später aber in kleineren Stufen. Man kann diesen Ladevorgang durch ein Exponentialgesetz ausdrücken, wobei das Verhältnis $\frac{C_2}{C_1}$ die Rolle eines Maßstabfaktors spielt. Kurve C veranschaulicht den Ladevorgang für ein großes Verhältnis $\frac{C_2}{C_1}$, das ein stets gleiches, aber sehr geringes Anwachsen der Spannung an C_2 zur Folge hat. Die Aufladung ist fast linear. Um aber die Entladeschaltung sicher auszulösen, ist ein möglichst großer letzter Sprung erforderlich. Es ist nun der Wert des Verhältnisses $\frac{C_2}{C_1}$ festzulegen, bei dem der letzte Sprung seinen Größtwert hat. Im Bild 5 ist dieser Größtwert bei $\frac{C_2}{C_1} = 4$ erreicht, wo der fünfte Sprung fast doppelt so groß wie bei A und C ist. Je höher also der letzte Sprung der Aufladung ist, desto sicherer übertrifft er an Größe irgendwelche Störspannungen, die sonst eine Fehlauslösung bewirken würden. Bei maximalem Wert des letzten Sprunges herrscht größte Zählerstabilität

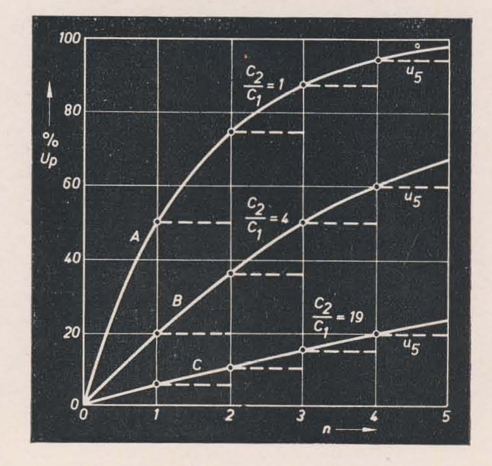


Bild 5: Ladekurven der Spannungsstufen an C_2

Ein Kriterium für die Bemessung ergibt sich aus der mathematischen Analyse der Grundschaltung. Man geht von der Spannungsverteilung beim Aufladen der beiden in Serie geschalteten Kondensatoren C_1 und C_2 aus. Die Ladespannung hat die Größe U_p (Impulsamplitude). An C_1 herrscht die Spannung $U_p - u_1$ und an C_2 u_1. Die Spannungen verhalten sich dann umgekehrt wie die Kapazitäten. Es ist demnach:

$$\frac{U_p - u_1}{u_1} = \frac{C_2}{C_1}, \quad (1)$$

$$\frac{U_p}{u_1} = 1 + \frac{C_2}{C_1},$$

$$\frac{U_p}{u_1} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}.$$

$$u_1 = U_p \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (2)$$

Zur Abkürzung setzt man

$$k = \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

aus (2) folgt dann

$$u_1 = k \cdot U_p. \quad (2a)$$

Zu der Spannung u_1 an C_2 kommt beim zweiten Schritt die Zuwachsspannung u_2 hinzu. Analog bezeichnen wir die jeweiligen Zuwachswerte beim ersten, zweiten ... n-ten Impuls mit $u_1, u_2, \ldots u_n$.

Der zweite Zuwachs beträgt:

$$u_2 = (U_p - u_1) \cdot k \text{ oder}$$

$$u_2 = U_p \cdot k\,(1 - k), \quad (3)$$

der dritte

$$u_3 = [U_p - (u_1 + u_2)] \cdot k \text{ oder}$$

$$u_3 = U_p \cdot k\,(1 - k)^2 \quad (4)$$

und in gleicher Weise der n-te Zuwachs:

$$u_n = U_p \cdot k\,(1 - k)^{n-1}. \quad (5)$$

Im Bild 6 ist die Gleichung (5) grafisch dargestellt. Es existiert ein Maximum für u_n/U_p für gegebene Untersetzung. Man kann dieses Maximum ermitteln, indem man den Differentialquotienten

$$\frac{du_n}{dk} = \frac{d}{dk}\left[U_p \cdot k\,(1-k)^{n-1}\right]$$

bildet und ihn gleich Null setzt:

$$\frac{du_n}{dk} = (1-k)^{n-1} - k\,(n-1)\,(1-k)^{n-2} = 0. \quad (6)$$

Der konstante Faktor U_p wird nach dem Differenzieren weggelassen.

Nach Division der rechten Seite von Gleichung (6) durch $(1-k)^{n-1}$ erhält man

$$1 - \frac{k\,(n-1)}{1-k} = 0 \text{ oder } \frac{nk - k}{1-k} = 1$$

und schließlich

$$nk - k = 1 - k;\ nk = 1, \quad (7)$$

womit sich der optimale Wert

$$k = \frac{1}{n} \quad (8)$$

ergibt. Da aber $k = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ist, wird

$$\frac{C_2}{C_1} = (n - 1),\ n > 1. \quad (9)$$

Setzt man diesen Wert in Gleichung (5) ein, so ergibt sich

$$U_{n\,max} = \frac{U_p}{n}\left(\frac{n-1}{n}\right)^{n-1}. \quad (10)$$

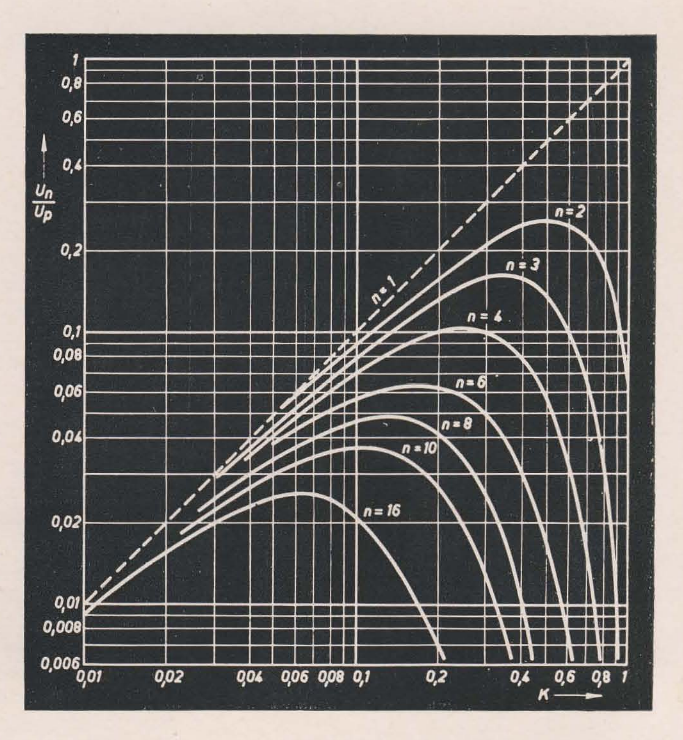


Bild 6: Diagramm zu Gleichung (5)

Nach n Impulsen beträgt die Endspannung an C_2

$$U_n = \sum_{\nu=1}^{n} u_\nu = U_p \cdot k\,[1 + (1-k) + (1-k^2) + \ldots + (1-k)^{n-1}]. \quad (11)$$

Nach den Methoden der Reihensummation wird

$$U_n = U_p\,[1 - (1-k)^n] \quad (12)$$

oder in Form einer Exponentialfunktion geschrieben

$$U_n = U_p\,(1 - e^{-n \cdot \ln\left[\frac{1}{1-k}\right]}). \quad (13)$$

Diese Gleichung ist aber bekannt. Es ist die Gleichung für das Anwachsen der Kondensatorspannung in einem Serien-RC-Kreis, sie lautet:

$$U_n = U_p\,(1 - e^{-at}), \quad (14)$$

mit $a = \frac{1}{T}$ und $T = R \cdot C$, wobei a der reziproke Wert der Zeitkonstanten oder das sogenannte Wuchsmaß ist. Setzt man in (13) den optimalen k-Wert ein, so wird:

$$U_n = U_p\left[1 - \left(\frac{n-1}{n}\right)^n\right] \text{ (opt.)}. \quad (15)$$

Bei optimalen Bedingungen wird U_n stets kleiner als U_p, denn es ist:

$$\frac{3}{4}\,U_p \geq U_n > \frac{U_p}{e}. \quad (16)$$

Man hat nun für $\frac{C_2}{C_1}$ Optimalwerte berechnet, aber die Größen der beiden Kondensatoren sind noch unbestimmt. Schaltungsgegebenheiten begrenzen die Werte. Es sind im einzelnen

- der endliche Isolationswiderstand, der C_2 überbrückt,
- der Rückstrom der Dioden,
- der effektive Widerstand des Impulsgenerators,

die Stabilität der Stromversorgung und des Einsatzes der Entladeanordnung,
die Stabilität des Impulsgenerators und seine größte und kleinste Impulsfolgefrequenz,
die minimale Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsimpuls

zu berücksichtigen.

Infolge des endlichen parallelen Isolationswiderstandes zu C_2 wird der Kondensator in der Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Stufen teilweise entladen. Wenn f_0/n klein ist (das ist die Frequenz, die durch eine nach n Schritten erfolgende Entladung von C_2 entsteht), muß notwendigerweise C_2 groß gewählt werden, um Ladungsverluste in den Pausen zu vermeiden. Ist $R \cdot C_2$ klein, tritt teilweise Entladung auf (Bild 5). Eine Faustregel für C_2 lautet:

$$R \cdot C_2 \geqq \frac{10 \cdot n}{f_0}, \qquad (17)$$

R = Isolationswiderstand.

In der rechnerischen Analyse wurde angenommen, daß C_2 in unendlich kurzer Zeit aufgeladen ist. Mit dem Kondensator liegen jedoch noch die Innenwiderstände

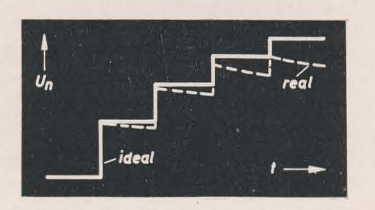


Bild 7: Einfluß des Isolationswiderstandes auf die Ladekurve

der Dioden und der Ausgangswiderstand des Impulsgenerators in Reihe, so daß diese Ladezeit auf endliche Werte vergrößert wird. Bild 8 zeigt den n-ten Zuwachs, das „Verschleifen" ist deutlich sichtbar.

Die endliche Ladezeit hat zwei unerwünschte Folgen: Der praktische Zuwachs an Ladung ist kleiner als durch Gleichung (10) bestimmt, besonders bei schmalen Eingangsimpulsen. Dieser Effekt reduziert die wirksame Impulsspannung etwas und macht die Frequenzteilung von der Impulsbreite und von der Arbeitsfrequenz abhängig. Auch hier eine Erfahrungsregel: Man wähle die Serienzeitkonstante der Aufladung kleiner als 10% der Impulsbreite.

Als zweite unerwünschte Folge kommt durch die endliche Ladezeit eine irreversible Phasenverzögerung zustande. Der Einsatz des Ausgangsimpulses wäre bei rechteckigem Verlauf des letzten Impulses stets gleich, aber so schwankt er um Δt (Bild 8).

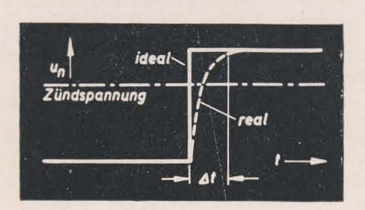


Bild 8: Form des n-ten Sprungs

Kleinzuhalten sind diese Einflüsse nur durch Wahl von Dioden mit hohem Sperrwiderstand, niederohmigen Impulsgeneratoren und Kleinstwerten von C_1 und C_2.

Die Größe der maximalen Untersetzung (oder das maximale Zählverhältnis) ist abhängig von der Amplitude des n-ten Spannungszuwachses. Da man den Ladevorgang in der Form einer Exponentialfunktion darstellen kann, wird jeder folgende Zuwachs kleiner als der vorhergehende. Bei einem Zählverhältnis von 10 : 1 ist die Amplitude des 10. Schrittes 3,9% der angelegten Impulsspannung U_p. Um die Stabilität des Zählers zu erhöhen, muß man also die Exponentialkurve mit abnehmender Steigung durch eine Ladekurve mit konstanter oder besser zunehmender Steigung ersetzen. Die Fernsehtechnik kennt aber Verfahren zur Linearisierung von Ladekurven, so daß diese Forderung leicht erfüllbar ist.

Die praktische Ausführung einer Zählerschaltung

Zum Schlusse unserer Betrachtungen soll noch ein praktisches Beispiel für einen Frequenzteiler nach der Schaltung Bild 9 angegeben werden. Es wird eine Untersetzung von 1 : 10 bei einer Impulsfolgefrequenz von 1000 Hz gewünscht. Die Impulsamplitude soll 100 V_{eff} und die Impulsbreite 100 μs betragen. Die Entladeanordnung sei eine Sperrschwingerschaltung mit einer kritischen Zündspannung von —10 V. Der Isolationswiderstand betrage 5 MΩ. Um den Ausgangswiderstand des Impulsgenerators klein zu halten, wurde ein Impedanzwandler, ausgeführt als Katodenverstärker, eingebaut. R_k = 1 kΩ ist hier der Speisewiderstand. Mit Gleichung (9) wird $C_2 = (n - 1) \cdot C_1$, also $C_2 = 9\, C_1$ und mit der Gleichung (17):

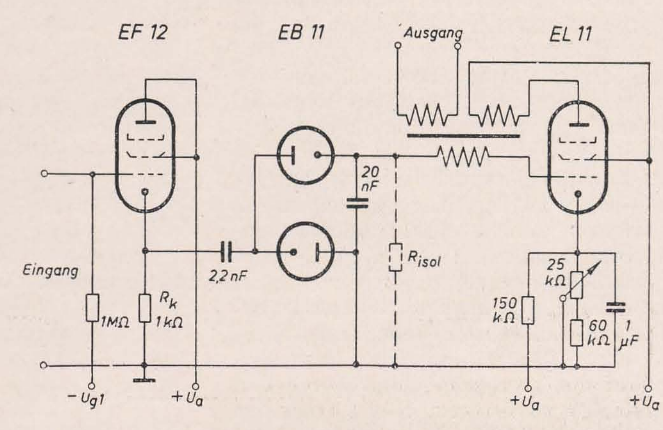


Bild 9: Praktische Zählerschaltung

$$C_2 = \frac{10 \cdot n}{R f_0} = \frac{10 \cdot 10}{10^3 \cdot 5 \cdot 10^6},$$

$$C_2 = \frac{100}{5000} \cdot 10^{-6} = 0{,}02\ \mu F.$$

Daraus ergibt sich $C_2 = 0{,}02\ \mu$F und $C_1 = 0{,}0022\ \mu$F. Mit diesen Werten beträgt die Amplitude des zehnten Schrittes 3,9 V und die Spannung an C_2 etwa 65 V. Es ist also für die Sperrschwingerröhre eine negative Vorspannung von etwa 70 V erforderlich, die an einem einstellbaren Katodenwiderstand abfällt. Die Ladezeitkonstante ist mit R_k = 1000 Ω etwa $\tau_E = 2\ \mu$s, also vernachlässigbar klein. Die Sperrschwingerröhre scheint ohne Gitterableitwiderstand zu arbeiten, aber in der Praxis dient der gestrichelt gezeichnete Isolationswiderstand parallel zu C_2 als Gitterableitwiderstand. Ein Überschwingen ins Positive wird sowieso durch die beiden Dioden vermieden. Sollte der Isolationswiderstand zu hoch sein, muß natürlich ein Ableitwiderstand von etwa 20 MΩ an Stelle des gestrichelt gezeichneten R_{isol} eingebaut werden.

Ein derartiger Impulszähler kann überall dort eingesetzt werden, wo keine extreme Genauigkeit erforderlich ist, er hat allerdings den Nachteil der Phaseninstabilität. Seine Genauigkeit liegt bei etwa 0,5 bis 1%. Es sind auch Untersetzer nach anderen Prinzipien möglich, wie z. B. das Phantastron, das eine Kippschaltung nach dem Millerprinzip darstellt; durch den ersten Impuls wird dieses Gerät ausgelöst und kippt in einer bestimmten Zeit wieder auf Nullstellung, wo ein neuer Impuls (etwa der 10. bis 20.) den Arbeitsvorgang erneut beginnen läßt.

Literatur:

G. Potier: Procédés et dispositifs. Übersetzung in Funk und Ton, Jahrg. 1948, Heft 7.
A. Easton: Counter circuits. Electronics 1948, Mai (daraus 3 Bilder übernommen).

Kollegen!

Fachbücher und Fachzeitschriften helfen Euch, Euer fachliches Wissen zu erweitern, neue Arbeitsmethoden anzuwenden und dadurch die Arbeitsproduktivität zu erhöhen.

Unterrichtet Euch deshalb auf der Leipziger Messe 1953 in der Fachbuchverkaufsausstellung auf der Technischen Messe, Halle IV A, über Eure Fachliteratur. Diese umfassende Schau wird wie im Vorjahre vom Amt für Literatur und Verlagswesen in Verbindung mit der Buchhandlung Franz-Mehring-Haus, Leipzig, veranstaltet. Die Ausstellungsfläche wurde wesentlich vergrößert, so daß Ihr einen Überblick über alle in den Fachbuchverlagen der Deutschen Demokratischen Republik erscheinenden Fachbücher und Fachzeitschriften erhaltet. Die gewünschten Fachbücher könnt Ihr an Ort und Stelle käuflich erwerben.

Am gleichen Messestand erteilt die Zentralstelle für wissenschaftliche Literatur Auskunft über den Bezug von Fachliteratur aus der Sowjetunion, den Volksdemokratien, Westdeutschland und den Ländern des Westens.

Weist alle Kollegen Eures Betriebes, die zur Messe nach Leipzig kommen, auf diese wichtige Fachbuchausstellung hin!

WERNER TAEGER

Die Technik der Breitbandverstärker[1]

Breitbandverstärker, wie sie vornehmlich in der Meß- und Fernsehtechnik Verwendung finden, sind Einrichtungen, deren Verstärkung innerhalb eines breiten Bandes sowohl hinsichtlich der Amplitude als auch der Laufzeit nur geringe Frequenzabhängigkeit aufweist. Folgende Verstärkerarten sind für diesen Zweck brauchbar:

1. der RC-gekoppelte Verstärker,
2. der Resonanzverstärker mit den Kopplungsmöglichkeiten:
   a) durch Einzelkreise,
   b) mittels Bandfilter (Zwei- oder Dreifachbandfilter),
3. der Katodenverstärker,
4. der Kettenverstärker.

RC-Verstärker

Der Widerstandsverstärker mit RC-Kopplung ist sehr wohl als Breitbandverstärker brauchbar, wenn er bestimmte Forderungen, besonders die nach kleinen Röhrenkapazitäten, erfüllt. Bei tiefen Frequenzen beeinflussen die Koppelkapazitäten zwischen je zwei Stufen und die Überbrückungskondensatoren der Katoden- und Schirmgitterwiderstände den Frequenzgang im ungünstigen Sinne, bei hohen Frequenzen dagegen die stets vorhandenen Querkapazitäten. Sollen also mit einem Widerstandsverstärker extrem tiefe Frequenzen ohne großen Abfall übertragen werden, so ist für ausreichende Dimensionierung der Koppel- und Überbrückungskondensatoren zu sorgen. Schwieriger sind die Bedingungen zu erfüllen, die sich aus der Forderung ergeben, das obere Ende eines breiten Frequenzbandes mit geringem Abfall durch den Verstärker zu bringen. Bild 1 zeigt das Ersatzschaltbild für die zwischen je zwei Stufen eines Widerstandsverstärkers wirksamen Querwiderstände und -kapazitäten.

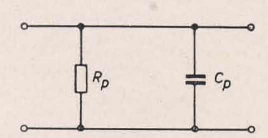


Bild 1: Der RC-Verstärker bei hohen Frequenzen

C_p ist die resultierende Kapazität folgender Einzelkapazitäten: c_e = Röhreneingangskapazität, c_a = Röhrenausgangskapazität und C_s = Summe aller Schaltkapazitäten:

$$C_p = c_e + c_a + C_s. \qquad (1)$$

Ebenso ist R_p der resultierende Widerstand der Einzelwiderstände: R_i = Innenwiderstand der Vorröhre, R_a = deren Anodenwiderstand und R_g = Gitterableitwiderstand der Folgeröhre. Es gilt

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}. \qquad (2)$$

[1] Vergleiche auch DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Heft 6/53, S. 164, Zweikreisige Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-ZF-Verstärker.

Der Scheinwiderstand aus der Parallelschaltung von R_p und C_p berechnet sich in bekannter Weise zu

$$\mathfrak{R}_p = \frac{R_p}{1 + j\omega C_p R_p}. \qquad (3)$$

Da die Verstärkung in einer Pentodenstufe

$$\mathfrak{V} = S \cdot \mathfrak{R}_p \qquad (3\,a)$$

ist, gilt mit (3)

$$\mathfrak{V} = \frac{S \cdot R_p}{1 + j\omega C_p R_p} \qquad (4)$$

mit dem Absolutwert

$$|\mathfrak{V}| = \frac{S \cdot R_p}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C_p^2 \cdot R_p^2}} \qquad (4\,a)$$

und dem Phasenwinkel

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega C_p \cdot R_p. \qquad (4\,b)$$

An der oberen Bandgrenze ist für $\omega = \omega_{max}$ die Verstärkung

$$V_{\omega\,max} = V_{mittel} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{max}^2 \cdot R_p^2 \cdot C_p^2}}, \qquad (5)$$

wenn $V_{mittel} = S \cdot R_p$ ist. Läßt man an der oberen Bandgrenze einen Abfall auf das $\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{1{,}414} = 0{,}71$ fache der Maximalverstärkung zu, so folgt aus (5)

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + \omega_{max}^2 \cdot R_p^2 \cdot C_p^2}$$

und daraus für die obere Grenzfrequenz

$$\omega_{max} = \frac{1}{C_p \cdot R_p}. \qquad (6)$$

Aus (6) folgt die mittlere Stufenverstärkung

$$V_{mittel} = \frac{S}{\omega_{max} \cdot C_p}. \qquad (7)$$

Bei einem RC-Verstärker ist die obere Grenzfrequenz gleich der Bandbreite $B = 2\,\Delta\omega$ bzw. $b = 2\,\Delta f$. Man kann daher (7) auch in der Form schreiben

$$V_{mittel} = \frac{S}{B \cdot C_p} \qquad (8)$$

oder

$$b \cdot V_{mittel} = \frac{S}{2\pi \cdot C_p}. \qquad (8\,a)$$

Das Produkt $b \cdot V_{mittel}$ bzw. $B \cdot V_{mittel}$ ist eine Röhrenkonstante, sie ist um so größer, je größer die Röhrensteilheit S und je kleiner die Summe C_p aller Parallelkapazitäten ist. Nach (3a) ist eine Verstärkung > 1 überhaupt nur möglich, wenn $S \cdot R_p > 1$, das heißt, solange $R_p > \frac{1}{S}$ ist.

Von einem Fernsehverstärker muß zum Beispiel hinsichtlich der Bildwiedergabe gefordert werden, daß plötzliche Helligkeitsänderungen, insbesondere der Übergang von Schwarz auf Weiß und umgekehrt, möglichst unverfälscht übertragen werden. Eine gewisse Verformung der Steuerspannungen tritt allerdings stets auf, sie ist durch die Unfähigkeit jeder Verstärkeranordnung bedingt, unendlich hohe Frequenzen zu übertragen sowie durch Laufzeitunterschiede innerhalb des zu verarbeitenden Frequenzbandes. Bei einem Schwarz-Weiß-Sprung müßte nämlich in sehr kurzer Zeit der Anodenstrom einer Verstärkerröhre von seinem kleinsten auf seinen höchsten Wert ansteigen. Die Tatsache, daß alle Frequenzen vorkommen, läßt sich mathematisch durch das Fourierintegral der Sprungfunktion

$$I(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\sin \omega t}{\omega}\, d\omega \qquad (9)$$

ausdrücken. In diesem Integral kommen alle Frequenzen von Null bis Unendlich vor. Es muß weiter verlangt werden, daß die Übergangsflanke der gesamten Verstärkeranordnung steil genug ist, um mehrmaliges Überschwingen mit Sicherheit zu vermeiden; ein einmaliges Überschwingen um etwa 10% über den Endwert ist noch zulässig und wird vom Auge nicht als störend empfunden. Bei starkem und mehrmaligem Überschwingen tritt jedoch eine sich sehr unangenehm auswirkende Verdickung der Konturen, die sogenannte „Plastik" auf, was unbedingt zu vermeiden ist.

Man arbeitet beim Fernsehen bekanntlich mit Restseitenbandbetrieb, das heißt, ein Seitenband wird nur zum Teil ausgestrahlt. Das Empfangsgerät ist so abgestimmt, daß der Bildträger auf der Mitte einer Flanke, der sogenannten Nyquistflanke liegt; wenn beide Flankenhälften komplementär verlaufen, ergeben sich optimale Einschwingverhältnisse. Senderseitig wird das obere Seitenband vollständig ausgestrahlt, vom unteren Seitenband jedoch nur eine Breite von etwa 750 kHz, darüber hinaus wird das Senderband möglichst steil abgeschnitten. Bild 2 zeigt die

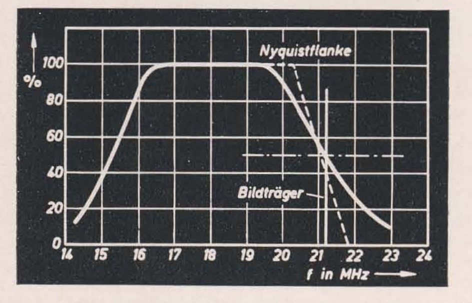


Bild 2: Übertragungskurve eines Verstärkers mit mehreren verstimmten Kreisen

Übertragungskurve mit der Nyquistflanke, die eine Gesamtbreite von etwa 1,5 MHz haben soll. Bis zu einer Modulationsfrequenz von 750 kHz von der oberen Begrenzung ab gerechnet, sind die Am-

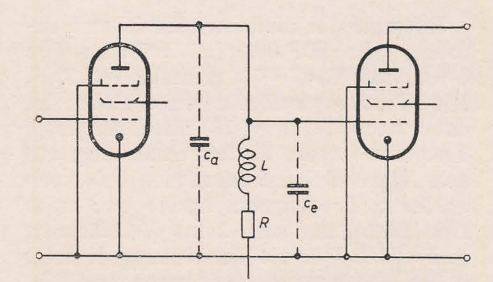


Bild 3: RC-Verstärker mit Zweipolkompensation

plituden der Seitenbandfrequenzen verschieden, darunter ist nur noch eine Seitenbandfrequenz vorhanden, deren Amplitude so groß ist wie die Summe der Amplituden der bis 750 kHz auftretenden beiden Seitenbänder. Die im Bild 2 gezeigte Übertragungskurve läßt sich in der Praxis recht gut mit einem dreistufigen ZF-Verstärker erreichen.

Die heute allgemein an Bildverstärker gestellte Forderung geht dahin, das Bildsignal nur innerhalb eines begrenzten Spektrums mit einer oberen Grenzfrequenz zu übertragen. Der Verstärker soll dann die Form des Signals nicht ändern und bis zur Grenzfrequenz einen möglichst geringen Amplituden- und Phasenfehler aufweisen. Diese Forderungen sind mit relativ einfachen Mitteln zu erreichen.

Während der einfache RC-Verstärker für die Übertragung sehr breiter Bänder wenig geeignet ist, erhält man eine Schaltung mit verbessertem Gütefaktor, wenn man dem RC-Verstärker eine Zweipolkompensation nach Bild 3 einfügt. Die Größen von R und L sind nach folgenden Bedingungen zu bestimmen:

$$R = \frac{1}{\omega_{max} \cdot C_p} \qquad (10)$$

und

$$L = 0{,}35\,R^2 \cdot C_p = \frac{0{,}35}{\omega_{max}^2 \cdot C_p}, \qquad (10\,a)$$

wobei wieder $C_p = c_a + c_e + C_s$ die Summe aller Kapazitäten ist (für alle Stufen gleiche Röhrentypen vorausgesetzt). Der Gütefaktor dieser Schaltung beträgt

$$K = \frac{\omega_{max}}{\omega_0} = \frac{1}{1 + \frac{c_e}{c_a}}, \qquad (11)$$

ω_0 ist die Frequenz, bei welcher der Leitwert der Ausgangsschaltung der Röhre gleich der Steilheit ist (Stufenverstärkung ist auf 1 abgesunken).

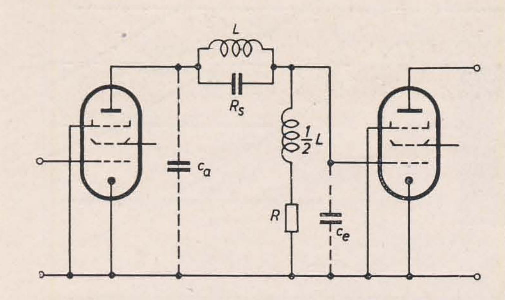


Bild 4: Verstärkerstufe mit Koppelfilter nach Schade

Eine Verstärkerstufe mit dem Koppelfilter nach Schade zeigt Bild 4. Die Dimensionierung der einzelnen Elemente und die Verstärkung bzw. Bandbreite sind der folgenden Tabelle zu entnehmen:

$\frac{c_e}{c_a}$	R	R_s'	L	Gütefaktor K
1	$\frac{1{,}52}{\omega_{max} \cdot c_e}$	$19 \cdot R$	$R^2 \cdot c_e$	$\frac{1{,}52 \cdot S}{\omega_{max} \cdot c_a}$
2	$\frac{1{,}7}{\omega_{max} \cdot c_e}$	$5{,}3 \cdot R$	$0{,}87\,R^2 \cdot c_e$	$\frac{0{,}96 \cdot S}{\omega_{max} \cdot c_a}$
3,3	$\frac{1{,}92}{\omega_{max} \cdot c_e}$	$5{,}3 \cdot R$	$0{,}85\,R^2 \cdot c_e$	$\frac{0{,}59 \cdot S}{\omega_{max} \cdot c_a}$

Bei mehrstufigen Verstärkern kann dasselbe Koppelfilter in allen Stufen wiederholt werden. Günstiger ist es jedoch, wenn man nach dem Prinzip des verstimmten Verstärkers in den einzelnen Stufen Filter mit verschiedenen Übertragungseigenschaften verwendet. Dabei erhält die Gesamtverstärkung den gewünschten Verlauf, also zum Beispiel innerhalb des zu übertragenden Frequenzbereiches konstante Amplituden. Der Gütefaktor einer solchen Schaltung mit verstimmten Kreisen hat auf eine Stufe umgerechnet denselben Wert wie der einer Schaltung, die nur die Elektrodenkapazität als Anodenwiderstand besitzt.

Eine Tiefpaßkopplung in Form eines π-Gliedes zeigt Bild 5, den Frequenzgang der Verstärkung dieser Schaltung entnimmt man dem Bild 6.

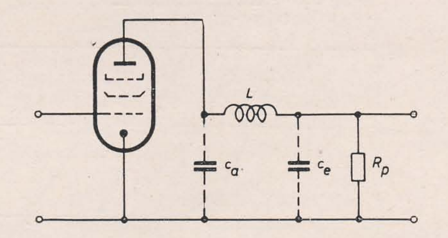


Bild 5: π-Glied zur Verringerung der Frequenzabhängigkeit des RC-Verstärkers bei hohen Frequenzen

Es ist allerdings darauf hinzuweisen, daß beim Fernsehverstärker, bei dem eine möglichst konstante Laufzeit aller Frequenzen äußerst wichtig ist, solche Entzerrerschaltungen nur begrenzt anwendbar sind, da besonders das Nacheilen der hohen Frequenzen sich im Fernsehbild äußerst unangenehm bemerkbar macht. Im Bild 6 ist neben dem Amplitudenverlauf auch der Frequenzgang der Laufzeit eines RC-Verstärkers mit und ohne Entzerrung veranschaulicht. Der Anstieg der Laufzeit $\tau = \frac{\varphi}{\omega}$ für einen Verstärker mit Tiefpaßkopplung ist als großer Nachteil zu betrachten, der Gewinn hinsichtlich der geringeren Amplitudenabhängigkeit wird dadurch hinfällig.

Resonanzverstärker

Als zweite Art von Breitbandverstärkern sind die Verstärker mit stark gedämpften Resonanzkreisen als Außen-

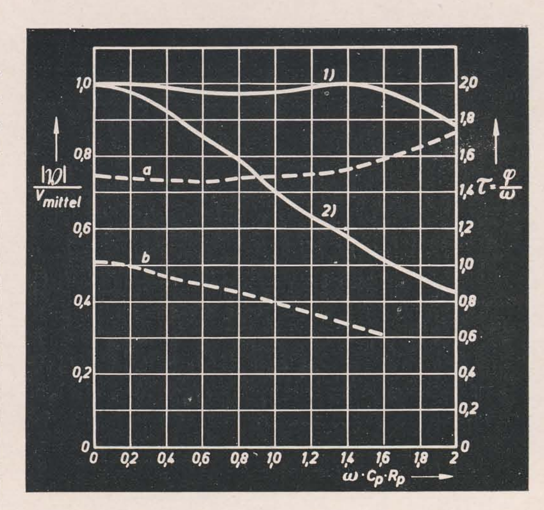


Bild 6: Frequenzgänge 1) mit, 2) ohne Entzerrung durch ein π-Glied nach Bild 5 sowie Laufzeiten a) mit, b) ohne Entzerrung nach Bild 5

widerstand anzuführen. Es ist leicht einzusehen, daß ein schwach gedämpfter Resonanzkreis eine ausgeprägte, also eine schmale und spitze Resonanzkurve ergibt, damit verbunden ist eine verhältnismäßig hohe Verstärkung in der betreffenden Stufe. Um die erforderliche Breitbandigkeit zu erzielen, muß der Resonanzkreis stark bedämpft werden, man erhält dann eine flach verlaufende Resonanzkurve mit entsprechend geringerem Verstärkungsfaktor.

Wenn man, wie es allgemein üblich ist, auf eine besondere Abstimmkapazität im Resonanzkreis verzichtet und die Abstimmung auf Bandmitte durch Verändern der Selbstinduktion — zum Beispiel durch mehr oder weniger tiefes Eindrehen des HF-Eisenkernes in den Spulenkörper — vornimmt, so ergibt sich für den Scheinwiderstand $\mathfrak{R}_a$ der Parallelschaltung von L, R_p und C_p nach den Gleichungen (1) und (2)

$$\frac{1}{\mathfrak{R}_a} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C_p. \qquad (12)$$

Mit den Bezeichnungen

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L \cdot C_p}$$

für die Bandmittenfrequenz und

$$x = \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}$$

für die Verstimmung folgt daraus weiter

$$\mathfrak{R}_a = \frac{R_p}{1 + j\omega_r \cdot x \cdot C_p R_p}. \qquad (12\,a)$$

Die Verstärkung ist auch hier wieder $\mathfrak{V} = S \cdot \mathfrak{R}_a$, bei Berücksichtigung von (12 a) folgt daraus für den Absolutwert der Verstärkung

$$|\mathfrak{V}| = \frac{S \cdot R_p}{\sqrt{1 + (\omega_r \cdot x \cdot C_p R_p)^2}} \qquad (13)$$

mit dem Phasenwinkel

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega_r x \cdot C_p R_p. \qquad (13\,a)$$

Durch eine kleine Vereinfachung lassen sich die Ausdrücke für die Verstärkung und den Phasenwinkel etwas übersichtlicher gestalten. Nennt man wie beim vorher besprochenen RC-Verstärker $B = 2\Delta\omega$

die Bandbreite, so wird die Verstimmung, wenn $\Delta\omega < \omega_r$ angenommen werden kann,

$$x = \frac{2\,\Delta\,\omega}{\omega_r}$$

und damit nach (13) bzw. (13a)

$$|\mathfrak{V}| = \frac{S \cdot R_p}{\sqrt{1 + (2\,\Delta\,\omega\,C_p\,R_p)^2}} \qquad (14)$$

und

$$\operatorname{tg}\varphi = -2\,\Delta\,\omega\,C_p\,R_p\,. \qquad (14\,a)$$

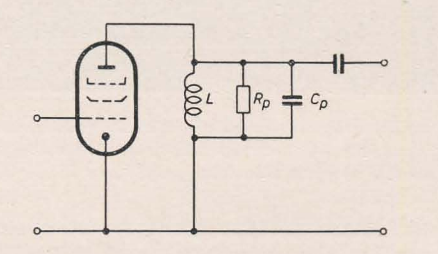


Bild 7: Breitbandverstärkerstufe mit Resonanzkreis

Man erkennt bereits aus (14) und (14a), worauf es beim Entwurf eines brauchbaren Breitbandverstärkers ankommt. Im Resonanzfall ist $\omega = \omega_r$, das heißt $2\,\Delta\,\omega = 0$, damit wird der Phasenwinkel Null, die Verstärkung $\mathfrak{V} = S \cdot R_p$ reell und ein Maximum; für jede andere Frequenz ist die Verstärkung geringer und $|\varphi| > 0$. Offenbar sind diese Abweichungen vom Sollwert um so geringfügiger, je kleiner das Produkt $C_p \cdot R_p$ gewählt wird. Auf die Größe der Kapazitäten

$$C_p = c_a + c_e + C_s$$

hat man durch Wahl geeigneter Röhren mit geringen Ein- und Ausgangskapazitäten nur geringfügigen Einfluß, selbstverständlich muß man weiterhin bestrebt sein, die unvermeidbare Schaltkapazität C_s durch geschickte Leitungsverlegung klein zu halten. Den Widerstand R_p bzw. seinen Kehrwert

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_i}$$

kann man jedoch den verlangten Bedingungen anpassen. Läßt man an den Bandenden, also für den Abstand $\pm\,\Delta\,\omega$ von der Bandmittenfrequenz einen Verstärkungsabfall p zu, so folgt aus (14) mit $V_0 = S \cdot R_p$

$$\frac{|\mathfrak{V}|}{V_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\,\Delta\,\omega\,C_p\,R_p)^2}} = \frac{1}{p}$$

und damit für den Widerstand R_p

$$R_p = \frac{\sqrt{p^2 - 1}}{2\,\Delta\,\omega \cdot C_p} \cdot 10^{-3} \text{ in k}\Omega\,. \qquad (15)$$

Der resultierende Widerstand muß daher um so kleiner gewählt werden, je breiter das zu übertragende Frequenzband und je größer die Summe aller Kapazitäten ist. Außerdem wirkt sich auch der an den Bandenden zulässige Abfall auf die Dimensionierung des Widerstandes R_p in dem Sinne aus, daß R_p um so kleiner wird, je schärfer die gestellten Bedingungen sind, je kleiner also der zulässige Abfall p in (15) sein soll. Setzt man (15) in (14) ein, so folgt

$$|\mathfrak{V}| = \frac{S \cdot \sqrt{p^2 - 1}}{2\,\Delta\,\omega\,C_p}\,. \qquad (16)$$

Auch hier beeinflußt der zugelassene Abfall p die Verstärkung, mit kleiner werdenden Werten von p nimmt auch die Verstärkung ab. Um hohe Verstärkungen je Stufe zu erreichen, sind Pentoden mit großer Steilheit und geringen Eigenkapazitäten (Breitbandverstärkerröhren) zu verwenden. Wie Gleichung (16) weiter erkennen läßt, ist die Verstärkung von der Frequenz selbst unabhängig, sie wird nur von der Breite des zu übertragenden Frequenzbandes bestimmt und ist dieser Größe umgekehrt proportional. Für moderne Pentoden beträgt der Wert $\frac{S}{C_p}$ etwa 8 bis $10 \cdot 10^8\,\frac{1}{s}$.

Es muß aber darauf hingewiesen werden, daß die soeben getroffene Feststellung, die Höhe der Verstärkung sei von der Frequenz selbst unabhängig, nur für Frequenzen bis etwa 500 MHz gilt. Für noch höhere Frequenzen sind besondere Überlegungen anzustellen. Das Ergebnis dieser Überlegungen besteht in der Tatsache, daß es für jede Röhre eine sogenannte Kennfrequenz gibt, bei der die Stufenverstärkung bis auf 1 herabgesunken ist. Alle noch höheren Frequenzen werden nicht mehr verstärkt, sondern nur noch gedämpft. Die Gleichung für diese Kennfrequenz lautet

$$f_k = \frac{S}{\pi\sqrt{c_a \cdot c_e}} \text{ in MHz.} \qquad (17)$$

Für eine der modernen Breitbandpentoden, die EF 80, ist beispielsweise $S = 7{,}2$ mA/V, $c_e = 7{,}2$ pF und $c_a = 3{,}4$ pF. Die Kennfrequenz für diese Röhre ist daher nach (17) $f_k = 463$ MHz, bei dieser Frequenz ist die Stufenverstärkung auf den Wert 1 herabgesunken, bei noch größeren Frequenzen findet nur noch eine Dämpfung und keine Verstärkung mehr statt. Für die Verstärkung derartig hoher Frequenzen sind besondere Einrichtungen, die Kettenverstärker (verteilte Verstärkung), entwickelt worden.

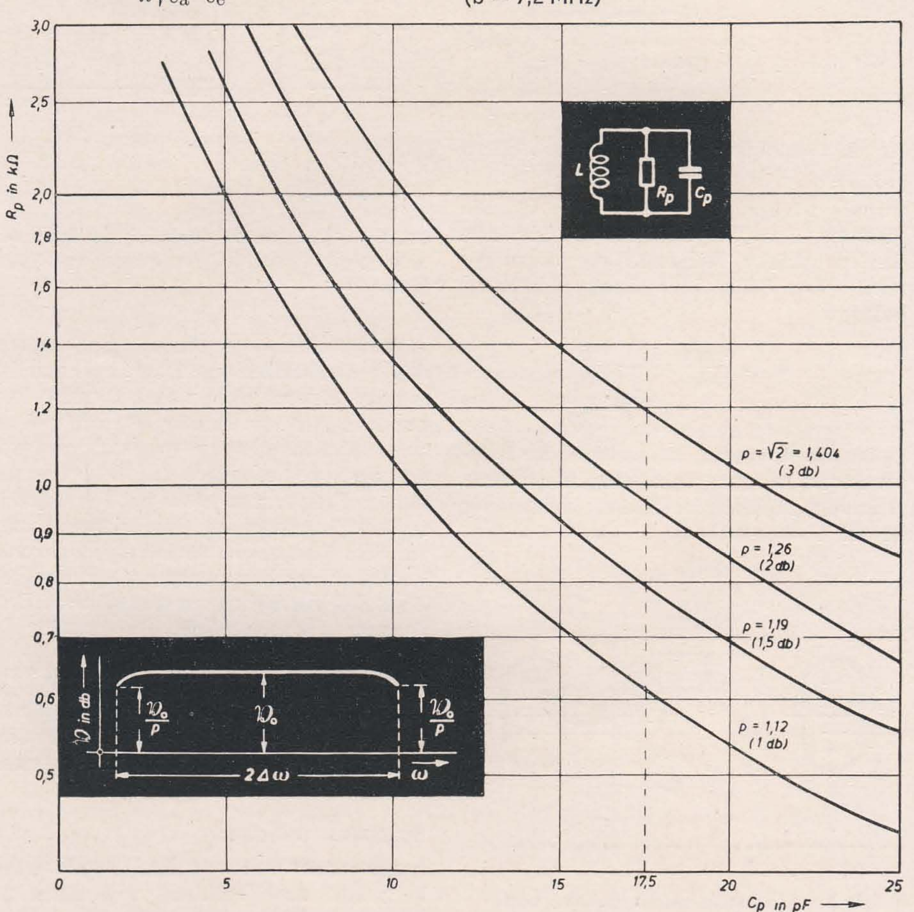
Für die beim Fernsehen in Frage kommenden Frequenzen zwischen 45 und 216 MHz brauchen die soeben angestellten Überlegungen noch nicht berücksichtigt zu werden. Für sie gilt die Festsetzung, daß nur die Bandbreite und nicht die Übertragungsfrequenz selbst die Verstärkungszahl beeinflußt.

Für eine Bandbreite $b = 2\,\Delta f = 7{,}2$ MHz, entsprechend einem Wert

$$B = 2\,\Delta\,\omega = 45 \cdot 10^6,$$

lassen sich aus Bild 8 für die bei modernen Röhren in Betracht kommenden Größen von C_p (5 bis 25 pF) und verschiedene Werte des Verstärkungsabfalls an den Bandenden (1; 1,5; 2 und 3 db) die erforderlichen Werte von R_p in kΩ ablesen. Für dieselbe Bandbreite sind im Bild 9 die erzielbaren Verstärkungen in einer Stufe in Abhängigkeit von der Röhrensteilheit nur für einen Wert $C_p = 17{,}5$ pF

Bild 8: Dämpfungswiderstand R_p als Funktion der Kapazität C_p, Bandbreite $B = 2\,\Delta\,\omega = 45 \cdot 10^6$ (b = 7,2 MHz)



aufgetragen. So erzielt man bei einer Steilheit S = 7,2 mA/V eine Stufenverstärkung von 8,5 für übliche Bild-ZF-Verstärker mit einem zulässigen Abfall an den Bandenden von 3 db, dabei muß nach Bild 8 der resultierende Außenwiderstand R_p = 1200 Ω betragen.

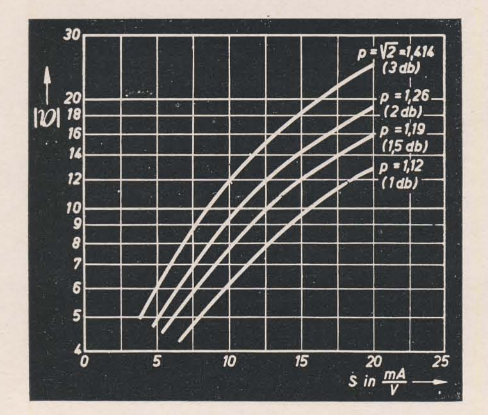


Bild 9: Stufenverstärkung als Funktion der Röhrensteilheit für eine Bandbreite b = 7,2 MHz und Parallelkapazität C_p = 17,5 pF

Für einen mehrstufigen Bildverstärker, der aus n gleichartigen Stufen aufgebaut ist, erhält man eine geringere Gesamtverstärkung, als sich aus der Beziehung $V_{ges} = V^n$ erwarten ließe. Läßt man für die Einzelstufe einen Frequenzabfall von $p^{\frac{1}{n}}$ zu, so ergibt sich für den n-stufigen Verstärker der Frequenzgang p, das heißt, die Stufenverstärkung ist

$$V_1 = \frac{S}{2\,\Delta\omega C_p} \cdot \sqrt{\sqrt[n]{p^2} - 1} \qquad (18)$$

und die Gesamtverstärkung

$$V_{ges} = V_0^n . \qquad (18a)$$

Läßt man bei einem zweistufigen Verstärker (n = 2) an den Bandenden einen Verstärkungsabfall von 3 db (p = 1,414) zu, so ist der entsprechende Wert für jede der beiden Einzelstufen 1,5 db (p = 1,19). Dann ist R_p = 820 Ω (in jeder Stufe) und V_1 = 12,3 je Stufe mit je 1,5 db Verstärkungsabfall, die Gesamtverstärkung beträgt nun $V_{ges} = V_1^2 = 150$.

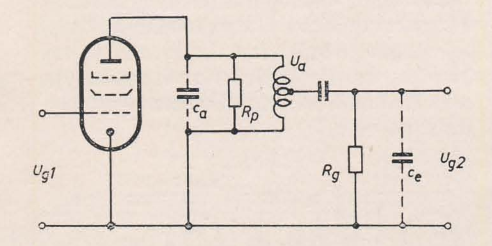


Bild 10: Teilankopplung der Folgeröhre an den Resonanzkreis

Werden die Kreise in den einzelnen Stufen etwas gegeneinander verstimmt, also die Resonanzfrequenzen der Stufen I, II, III usw. über das ganze Band verteilt, so ist der Frequenzgang p einer Stufe, wie Schienemann gezeigt hat, mit der des Gesamtverstärkers identisch. In diesem Falle ist die Gesamtverstärkung von der Stufenzahl unabhängig, außerdem ergibt sich als weiterer Vorteil bei dieser Ausführungsform des Mehrstufenverstärkers eine fast rechteckige Durchlaßkurve.

Bei voller Ankopplung des Gitters der Folgeröhre an den Anodenkreis läßt sich die größte Verstärkung bei gegebener Bandbreite nur dann erzielen, wenn Eingangs- und Ausgangskapazitäten der Röhren einander angenähert gleich sind. Im allgemeinen ist die Eingangskapazität c_e wesentlich größer als die Ausgangskapazität c_a, so daß eine Teilankopplung entsprechend Bild 10 gewisse Vorteile bringt. Mit den eingezeichneten Benennungen gilt

$$\frac{U_{g2}}{U_a} = \sqrt{\frac{c_a}{c_e}}, \qquad (19)$$

wenn man optimale Verstärkung erreichen will. Bei einem zulässigen Abfall der Verstärkung von 3 db

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{1{,}414} = 0{,}707\right)$$

an den Bandenden müssen die Widerstände R_g und

$$R_p = \frac{R_i \cdot R_{kr}}{R_i + R_{kr}}$$

so bestimmt werden, daß die Bandbreite $B = 2\,\Delta\omega$ der Bedingung

$$B = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_p \cdot c_a} + \frac{1}{R_g \cdot c_e}\right) \qquad (20)$$

genügt, wobei in diesem Falle c_e die gesamte Kapazität auf der Eingangsseite der Folgestufe bedeutet. Für Bandmitte beträgt die erreichbere Verstärkung je Stufe

$$V_{max} = \frac{S}{2\,B\sqrt{c_a \cdot c_e}}. \qquad (21)$$

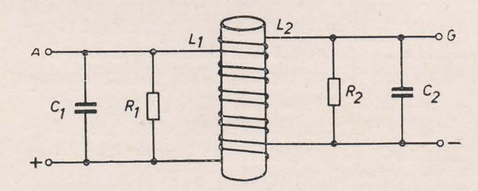


Bild 11 a: Bifilar gewickelte Übertragerspulen

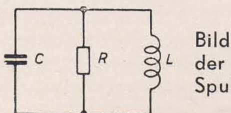


Bild 11 b: Ersatzschaltbild der bifilar gewickelten Spulen nach Bild 11 a

Wenn man auf einen Spulenkörper zwei Drähte dicht nebeneinander wickelt, so daß eine Windung der einen Wicklung jeweils zwischen zwei Windungen der anderen Wicklung liegt, so erhält man einen HF-Übertrager mit extrem fester Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Der an sich naheliegende Gedanke, daß es sich in diesem Fall um ein Bandfilter mit sehr fester Kopplung handelt, trifft nicht zu, wie die folgende kurze Rechnung zeigt: Ersetzt man die Einzelwiderstände, -kapazitäten und -induktivitäten der schematischen Darstellung des Bildes 11 a durch einen einfachen Schwingungskreis gemäß Bild 11 b, so sind die Werte von L, R und C des Bildes 11 b aus den folgenden Beziehungen zu berechnen:

$$\left.\begin{aligned} L &= \sqrt{L_1 \cdot L_2}, \\ C &= C_1\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} + C_2\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, \\ \frac{1}{R} &= \frac{R_1\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} + R_2\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}}{R_1 \cdot R_2}. \end{aligned}\right\} \qquad (22)$$

Rechnet man Primär- und Sekundärkreis in bekannter Weise durch, so erhält man für den Fall einer 100prozentigen Kopplung der beiden Kreise und für

$$L_1 = L_2 = L,\quad C_1 + C_2 = C$$

und

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R}$$

tatsächlich für das Verhältnis von Sekundärspannung zu Primärstrom den Wert

$$\frac{U_2}{I_1} = -\frac{R}{1 - j\,\frac{R}{\omega L}\,(1 - \omega^2 \cdot LC)}, \qquad (23)$$

der dem Ansatz für $Z = \frac{U}{I}$ nach Bild 11 b entspricht.

Sind Eingangs- und Ausgangskapazitäten der Verstärkerstufe verschieden groß, so stehen die zugehörigen Induktivitäten im umgekehrten Verhältnis zueinander. Ist also $\frac{C_1}{C_2} = a^2$, so müssen $\frac{L_1}{L_2} = \frac{1}{a^2}$ und das Windungszahlenverhältnis $\frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{a}$ betragen. Für das Produkt aus Verstärkung V und Bandbreite B gilt dann mit k als Konstante

$$V \cdot B = \frac{a \cdot k}{2\pi\,(C_1 + a^2 C_2)} = \frac{k}{4\pi\sqrt{C_1 \cdot C_2}}, \qquad (24)$$

während für einen einfachen Schwingungskreis nach Bild 11 b gilt:

$$V \cdot B = \frac{k}{2\pi\,(C_1 + C_2)} = \frac{k}{4\pi\,\frac{C_1 + C_2}{2}}. \qquad (24a)$$

Im Falle des bifilar gewickelten Übertragers ist also das geometrische Mittel, für den Einzelkreis dagegen das arithmetische Mittel der Einzelkapazitäten für die Verstärkungsberechnung maßgebend. Sind C_1 und C_2 voneinander verschieden, so ist das geometrische Mittel stets kleiner als das arithmetische, das heißt, durch den bifilar gewickelten Übertrager ergibt sich eine, größtenteils allerdings geringe, Vergrößerung des Produktes aus Verstärkung und Bandbreite. Zum Beispiel beträgt der Vergrößerungsfaktor für ein Verhältnis $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}5$ rund 1,06; für $\frac{C_1}{C_2} = 0{,}2$ dagegen 1,34. Als besonderer Vorteil des bifilar gewickelten Übertragers ist dabei der Umstand zu werten, daß der Gitterkondensator eingespart werden kann, was für den Bildverstärker günstig ist, da hierdurch die Zeitkonstante des Gitterkreises wesentlich verkleinert wird.

Bandfiltergekoppelte Verstärker[1])

Bandfilter sind zwei oder mehrere Parallelschwingungskreise, die miteinander induktiv, kapazitiv oder gemischt gekoppelt sind. Im Bild 12 a ist das Schaltbild eines Bandfilters mit induktiver Kopp-

[1]) Vergleiche auch DEUTSCHE FUNK-TECHNIK, Heft 6/53, S. 164, Zweikreisige Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-ZF-Verstärker.

lung, im Bild 12b das eines Bandfilters mit kapazitiver Kopplung gezeigt. Bei der induktiven Kopplung wird die Verknüpfung der beiden Bandfilterkreise durch die gegenseitige Induktivität der beiden Spulen M, bei der kapazitiven durch einen besonderen Koppelkondensator C_k vorgenommen. Der Kopplungsfaktor k für ein induktiv gekoppeltes Bandfilter wird durch die Gleichung

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \qquad (25)$$

bestimmt, während für den Kopplungsfaktor des kapazitiv gekoppelten Bandfilters

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \qquad (25a)$$

gilt. Im allgemeinen macht man die Induktivitäten und Kapazitäten der einzelnen Kreise untereinander gleich, es sind also

$$L_1 = L_2 = L \text{ und } C_1 = C_2 = C.$$

Als weitere Bezeichnungen werden eingeführt:

Resonanzfrequenz f_0 bzw.
Resonanzkreisfrequenz ω_0,

Verstimmung

$$x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{2\,\Delta\omega}{\omega},$$

Kreisgüte

$$\varrho = \frac{R}{\omega L} = R\,\omega C = R\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Man bezeichnet $k \cdot \varrho = 1$ als die kritische Kopplung, entsprechend ist $k \cdot \varrho < 1$ der unterkritische und $k \cdot \varrho > 1$ der überkritische Bereich. Für die kritische Kopplung und den unterkritischen Bereich besteht unabhängig von der Zahl der miteinander gekoppelten Kreise nur ein Maximum der Übertragungskurve, man erhält also einen Funktionsverlauf, der weitgehend der Resonanzkurve eines

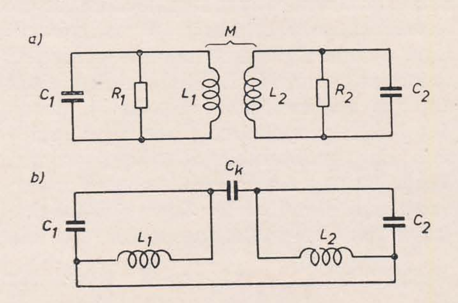


Bild 12: a) Induktive und b) kapazitive Kopplung der Bandfilter

Parallelschwingungskreises ähnlich ist. Im überkritischen Bereich für $k \cdot \varrho > 1$ hat das zweikreisige Bandfilter ein Minimum für die Bandmitte ($x = 0$) und außerdem zwei Maxima, die sich in den Abständen $\pm\,\varrho\sqrt{\varrho^2 k^2 - 1}$ von der Bandmitte befinden. Die Bandfilterkurve verläuft daher im überkritischen Bereich wellig, die Welligkeit ist zu berechnen aus

$$w = \ln\left(\frac{1 + \varrho^2 k^2}{2\,\varrho k}\right). \qquad (26)$$

Um bei der Übertragung eines modulierten Trägers über das Filter die Modulation nicht übermäßig zu beeinträchtigen, darf die Welligkeit nicht über einen bestimmten Betrag hinausgehen. Für den Fall der kritischen Kopplung ist die Bandbreite

$$b = 2\,\Delta f = 2\,\frac{f_0}{\varrho}, \qquad (27)$$

für eine Höckerüberhöhung von $\sqrt{2} = 1{,}414$ dagegen

$$b = 2\,\Delta f = 3{,}1\,\frac{f_0}{\varrho}. \qquad (27a)$$

Das optimal gekoppelte Bandfilter ist einem Verstärker, der in allen Stufen mit gleich abgestimmten Einzelkreisen arbeitet, in jedem Fall überlegen, dem mit gegeneinander verstimmten Einzelkreisen aber nur bis zur Stufenzahl drei. Für den Fernsehverstärker ist von Bedeutung, daß sich die Durchlaßkurve eines Bandfilters durch gute Flankensteilheit, das heißt hohe Trennschärfe auszeichnet. Außerdem ist der Resonanzwiderstand eines optimal gekoppelten Bandfilters $\sqrt{2} = 1{,}414$ mal so hoch wie beim Einzelkreis, damit wird die Bandbreite einer Stufe

$$B = 2\,\Delta\omega = \frac{1{,}414}{R_p \cdot C_p} \qquad (28)$$

und die Stufenverstärkung

$$V = \frac{1{,}414 \cdot S}{B \cdot C_p}. \qquad (29)$$

Damit sind die klassischen Verstärkerschaltungen, der RC-Verstärker und der Resonanzverstärker mit Einzelkreis- und Bandfilterkopplung, kurz behandelt und ihre Brauchbarkeit für die unterschiedlichen Aufgaben in der Rundfunk- und Fernsehtechnik besprochen worden.

In einem weiteren Beitrag folgen die moderneren Breitbandverstärkerschaltungen, also die Katoden- und Kettenverstärker.

KURT ANGERMANN

Superabgleich ohne Meßsender

Viele selbstgebaute Empfänger besitzen nicht die höchstmögliche Empfindlichkeit, obwohl die NF-Stufe häufig mit einem Aufwand von Gegentaktverstärkern und mehreren Lautsprechern leistungsfähig ausgelegt ist. Der Grund hierfür besteht in der Vernachlässigung der HF- und ZF-Stufen, die „nach Gehör" abgeglichen werden, weil kein Meßsender zur Verfügung steht.

Da jedoch ein sauberer Abgleich der Zwischenfrequenz und der Vorkreise erst die Empfindlichkeit eines Gerätes bestimmt, soll im folgenden gezeigt werden, daß es auch ohne Meßsender möglich ist, einen Super einwandfrei abzugleichen.

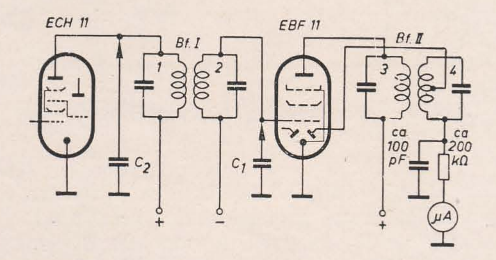
Zunächst soll der Zwischenfrequenzabgleich erfolgen. Man benötigt dazu lediglich einen Rundfunkempfänger, von dem man weiß, daß er eine Sollfrequenz von beispielsweise 468 kHz hat, und ein empfindliches Amperemeter.

Der Rundfunkempfänger (Markengerät) wird genau auf den Ortssender eingestellt und die Lautstärke zurückgedreht. Darauf koppelt man an den letzten Bandfilterkreis eine Meßleitung möglichst lose an. Diese Kopplung wird am einfachsten so durchgeführt, daß man die HF-Gleichrichterröhre aus der Fassung zieht und mit der Röhre eine feine Litze am Diodenstift in die Röhrenfassung klemmt. Diese Litze wird über einen kleinen Drehkondensator oder Trimmer, der zur Veränderung der Kopplung dient, mit dem Gitter der Mischröhre (zum Beispiel ECH 11) des neuen Empfängers oder — bei kurzgeschlossenem ZF-Sperrkreis — mit der Antennenbuchse verbunden. An den Arbeitswiderstand der Gleichrichterdiode des neuen Gerätes schaltet man das Mikroamperemeter entsprechend dem Bild, und gleicht die Bandfilter nach der üblichen Resonanzmethode ab. Dabei ist zu beachten, daß zum Abgleich des II. Bandfilters und des Anodenkreises des I. Bandfilters der Gitterkreis mit einem Kondensator von etwa 100 pF zu überbrücken ist (Gitter 1 der EBF 11 nach Erde), da sonst schiefe Bandfilterkurven entstehen. Ebenso ist der Anodenkreis des I. Bandfilters beim Abgleich des Gitterkreises durch einen Kondensator von etwa 100 pF zu verstimmen (Anode ECH 11 nach Erde).

Ist der maximale Ausschlag am Amperemeter erreicht, dann kann man den Kurzschluß am ZF-Sperrkreis entfernen und durch Einstellen des kleinsten Stromes den ZF-Sperrkreis abstimmen.

Nach erfolgtem ZF-Abgleich schließt man die Antenne an und stellt den Oszillator nach Fernsendern ein. Zum Schluß werden dann die Vorkreise in den Abgleichpunkten mit darauf- oder unmittelbar danebenliegenden Sendern mit dem Oszillator in Gleichlauf gebracht. Das Mikroamperemeter zeigt wieder ein Maximum, wenn der Gleichlauf erreicht ist und das Gerät die volle Empfindlichkeit besitzt.

Das beim Abgleich mit einem Meßsender gebräuchliche Outputmeter läßt sich bei dieser Abgleichmethode nicht verwenden, da die Modulationsfrequenz der zum Eichen benutzten Sender nicht konstant ist.



Prinzipschaltung zum Abgleich ohne Meßsender

C_1 = Verstimmungskondensator zum Abgleich der Kreise 3, 4, 1

C_2 = Verstimmungskondensator zum Abgleich des Kreises 2

H. FISCHER

Oszillografische Messung von Spulendaten

Im Vergleich zu anderen Spulenmeßmethoden ist das beschriebene Verfahren besonders einfach und eignet sich für Demonstrationszwecke. Es können Induktivität, Güte, Verlustwinkel und Scheinwiderstand gemessen werden. Veränderungen am Meßobjekt während der Messung werden durch Veränderung des Schirmbildes angezeigt.

Wir kennen aus der Praxis den Fall, daß eine vorhandene Spule mit unbekannten Daten meßtechnisch untersucht werden soll. Dafür stehen folgende Meßverfahren zur Verfügung:

1. Die Messung des Scheinwiderstandes (mit einer handelsüblichen Wechselstrombrücke, wie zum Beispiel dem Philoskop von Philips oder der weiterentwickelten RLC-Meßbrücke Type 221 von der RFT) und die anschließende Berechnung der Induktivität nach der Formel $L = \frac{R_L}{\omega}$.

2. Die direkte Induktivitätsmessung nach der Resonanzmethode, zum Beispiel mit dem RFT-Prüfgerät Type M 2746.

3. Die Messung nach der oszillografischen Methode.

Weitere Meßmethoden, zum Beispiel die ballistische Messung (Verwendung der Gleichung $E_{kin} = \frac{1}{2} L \cdot I^2$) scheiden für die Praxis aus. Methode 1 gestattet Messungen in einem Bereich von 100 mH bis 1000 H bei einer Genauigkeit von etwa $\pm$ 3%, während nach der zweiten Methode Induktivitäten im Bereich von 0,2 bis 2900 μH mit $\pm$ 2% Genauigkeit gemessen werden können.

Die oszillografische Methode erfaßt beide Bereiche und ergibt eine 10mal höhere Genauigkeit, wobei diese nicht durch das Anzeigeinstrument, sondern durch die verwendeten Stromquellen und Schaltteile gegeben ist.

Der grundlegende Gedanke bei der oszillografischen Messung ist der, daß die an einer Induktivität abfallende Spannung in Amplitude und Phase mit dei an einem Ohmschen Widerstand abfallenden verglichen wird. Legt man zwei Sinusspannungen an die X- und Y-Platten eines Oszillografen, so ist der resultierende Weg des Leuchtpunktes auf dem Schirm die geometrische Summe der beiden treibenden Kräfte und stellt eine Lissajousfigur dar.

Es soll im folgenden die Auswertung derartiger Lissajousfiguren besprochen werden.

Einstellung gleicher Ablenkempfindlichkeiten

Im allgemeinen hat ein Oszillograf verschiedene Ablenkempfindlichkeiten in der X- und Y-Richtung. Die schirmnahen Zeitplatten haben eine kleinere Empfindlichkeit, da die Ablenkung proportional der Entfernung wächst. Man muß also zunächst dafür sorgen, daß der Strahl in beide Richtungen gleichmäßig abgelenkt wird. Ohne Verstärker ist dies durch Einschalten eines Potentiometers vor die Y-Platten möglich. Man legt nun an beide Plattenpaare eine Sinusspannung gleicher Amplitude und Phase und stellt das Potentiometer so ein, daß sich ein unter 45° geneigter Strich ergibt. Arbeitet man mit je einem Verstärker in beiden Richtungen, so stellt man die Eingangsregler beider Verstärker so ein, daß sich ein Leuchtstrich mit 45° Neigung ergibt. Zweckmäßigerweise legt man vor den Leuchtschirm transparentes Millimeterpapier oder verwendet eine Glasplatte mit einem eingeätzten Koordinatennetz.

Widerstandsvergleichsmethode

Nach der Schaltung Bild 1 wird eine Tonfrequenzspannung (oder 50 Hz) an eine aus R und $\mathfrak{Z}_1$ bestehende Serienschaltung angelegt. Die an R und $\mathfrak{Z}_1$ abfallenden Spannungen werden abgegriffen und

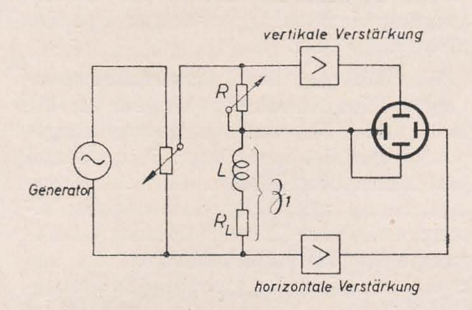


Bild 1: Schaltung für die Widerstandsvergleichsmethode

nach Verstärkung an die X- und Y-Platten des Oszillografen gelegt. Man stellt nun die Ablenkspannung auf einen für ausreichende Bildgröße erforderlichen Wert ein und verändert R solange, bis die vertikale Ablenkung gleich der horizontalen wird. In dieser Stellung ist der Spannungsabfall an R gleich dem an $\mathfrak{Z}_1$ ($\mathfrak{Z}_1 = R$). Wird ein ungeeichter Widerstand verwendet, so mißt man seinen Wert mit einem Ohmmeter oder nach der Strom-Spannungsmethode. Die Spannung an R hat gegenüber der Spannung an $\mathfrak{Z}_1$ einen bestimmten Phasenwinkel, so daß sich als Leuchtschirmbild eine Ellipse ergibt. Es muß nun noch der Phasenwinkel bestimmt werden. Das kann mit Hilfe der Ellipse leicht erfolgen. Die allgemeine Gleichung der Ellipse lautet:

$$v^2x^2 - 2v \cdot h \cdot x \cdot y \cdot \cos\varphi + h^2y^2 = v^2h^2 \sin^2\varphi, \qquad (1)$$

wobei x und y die laufenden Koordinaten eines jeden Punktes sind und v und h die maximalen Ablenkungen in der x- und y-Richtung. φ ist der Phasenwinkel zwischen beiden Spannungen. Wählt man einen Achsenschnittpunkt, so wird die andere Koordinate Null und man erhält:

$\sin\varphi = \pm \frac{y}{v}$ für einen Punkt auf der y-Achse

und

$\sin\varphi = \pm \frac{x}{h}$ für einen Punkt auf der x-Achse.

Daraus ist der Leistungsfaktor $\cos\varphi$ zu errechnen (Bild 2).

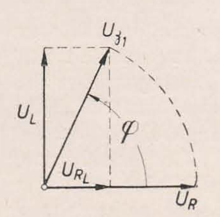


Bild 2: Vektordiagramm für die Schaltung Bild 1 im Falle $R = \mathfrak{Z}_1$

Resonanzmethode

Die Schaltung für die Resonanzmethode zeigt Bild 3. Bei der Abstimmung des verwendeten Meßgenerators, beginnend bei niedrigen Frequenzen, gelangt man zum Punkt der Serienresonanz. Hier ist die horizontale Verstärkung am kleinsten und die Lissajousellipse schließt sich zu einer geraden Linie. U_R und $U_{\mathfrak{Z}_2}$ sind also in Phase. Aus der bekannten Kapazität C und der eingestellten Frequenz f läßt sich die Induktivität errechnen. Es ist

$$L = \frac{\left(\frac{5033}{f}\right)^2}{C}. \qquad (2)$$

Eine geringe Neigung der sich ergebenden Geraden ist auf den Verlustwiderstand der Spule zurückzuführen. Will man diesen messen, ist R nur so abzustimmen, daß wieder die horizontale Ablenkung gleich der vertikalen Ablenkung wird. Für Spulen hoher Güte ist der Wirkwiderstand klein, und die treibende Spannung muß erhöht werden, um ablesbare Werte zu erhalten.

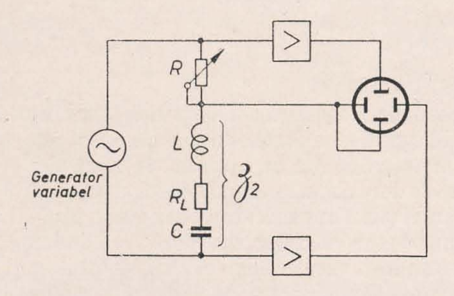


Bild 3: Schaltung für die Resonanzmethode

Bei Spulen hoher Güte verwendet man besser die Parallelresonanz. Man schaltet also C parallel zu L. Die Spannung am Kreis ist bei Resonanz am größten, daher ist diese Methode empfindlicher als die Serienresonanzmethode. Bei der Parallelresonanz ergibt sich eine andere Resonanzfrequenz als bei Serienresonanz, weil die verteilte Spulenkapazität parallel zu C liegt. Mißt man also die gleiche Spule einmal in Parallel-, zum anderen in Serienresonanz, so kann man aus diesen beiden Werten die Spulenkapazität berechnen.

Sind nach obigem Verfahren Induktivität und Wirkwiderstand ermittelt, läßt sich die Güte leicht berechnen. Es ist nämlich:

$$G = \frac{\omega L}{R}.$$

Die Ausgangsimpedanz des Meßgenerators sollte groß sein im Vergleich zu L; denn andernfalls neigt der LC-Kreis zur Erzeugung von Harmonischen, es gelingt dann nicht mehr, eine Gerade einzustellen.

Eine direkte Dämpfungsmessung des Schwingkreises ist möglich, indem man ihn mit der Kippspannung anstößt und die abklingenden Schwingungen über den Y-Verstärker an die Y-Platten legt. Wenn man sich einen Schwingkreis bekannter Güte verschafft und die Anzahl der Schwingungen auszählt, die auf dem Leuchtschirm sichtbar sind, so kann man die Güten anderer Spulen durch Auszählen und Vergleich bestimmen.

Die angeführte Methode bewährt sich besonders in dem Fall, wenn man während der Messung Veränderungen an der Spule vornehmen will. Zum Beispiel kann man den Einfluß eines Tauchkernes auf eine Zylinderspule sehr gut einem größeren Kreis von Zuschauern vorführen. Führt man einen Kern aus HF-Eisen ein, so steigt L, während sich der Verlustwiderstand unwesentlich erhöht. Bringt man dagegen einen Kupferkern ein, so sinkt L und der Verlustwiderstand wird größer (Wirbelströme).

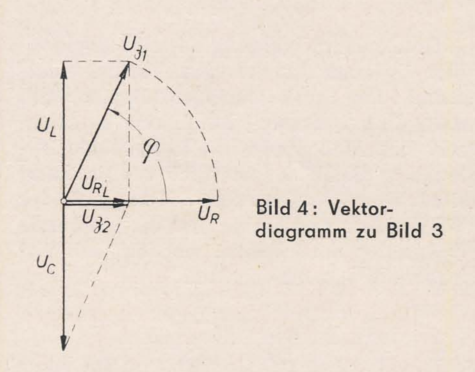


Bild 4: Vektordiagramm zu Bild 3

Aus dem Gesagten ergibt sich, daß die oszillografische Methode gut geeignet ist, Spulen jeder Art zu messen. Je nach der Größe der zu messenden Induktivität muß man einen Tongenerator oder einen Meßsender zur Erzeugung der treibenden Spannung verwenden. Dabei entstehen durch den Katodenstrahloszillografen keine Meßfehler, vielmehr liegen die Ursachen der Meßungenauigkeit in den verwendeten Schaltelementen und der Ungenauigkeit des Meßgenerators. Für Serienmessungen, wie sie in der Prüffeldmeßtechnik vorkommen, ist diese Methode gleichfalls gut geeignet, da man Musterleuchtschirmbilder mitgeben kann, die leicht zu merken sind, oder man verwendet Vorsatzscheiben mit geritzten Musterkurven. Man kann so zum Beispiel alle Spulen mit zu hohem Verlustwiderstand leicht aussortieren. In diesem Falle würde die Ellipse nämlich zu „dick" werden und Gestaltsabweichungen sind leicht erkennbar.

Dr. rer. nat. HANSGEORG LAPORTE

Das Röhrenvakuum

In unseren Rundfunkröhren und Gasentladungsgefäßen herrscht ein Druck, den wir im Vergleich mit dem äußeren Luftdruck, bekannt durch das Barometer, als Vakuum bezeichnen. Der Normaldruck der Atmosphäre beträgt bei 0°C 760 Torr, wobei 1 Torr gleich dem Druck einer Quecksilbersäule von 1 mm Höhe ist. Bei Normaldruck enthält ein Kubikzentimeter eines Gases, also auch der Luft, $27 \cdot 10^{18}$ Moleküle. Bei gutem Röhrenvakuum von 10^{-6} Torr sind im Inneren einer Rundfunkröhre in einem Kubikzentimeter, entsprechend dem Verhältnis von $760 : 10^{-6} \approx 10^{9}$, noch etwa $27 \cdot 10^{9}$ Luftmoleküle vorhanden. Es ist erstaunlich, daß man bei dieser beträchtlich hohen Molekülzahl (eine 27 mit neun Nullen) überhaupt von einem Vakuum, also einem luftleeren Raum, spricht. Wir bezeichnen aber den Druck von 10^{-6} Torr nicht als „Vakuum", sondern sogar als „Hochvakuum". Der Grund ist darin zu suchen, daß die Erzeugung eines derart niedrigen Druckes nicht einfach ist.

Wie wird nun das Röhrenvakuum erzeugt? Eine Rundfunkröhre, bei der die Luft mit Hilfe von Automaten ausgepumpt wird, ist durch ihren Pumpstengel (ein dünnes Glasröhrchen) über eine Gummidichtung mit einer Sammelpumpleitung verbunden. Eine rotierende Ölluftpumpe der Drehschieberbauart, die aus zwei hintereinander geschalteten Pumpstufen besteht, erzeugt in dieser Leitung ein Vakuum von etwa 10^{-4} Torr. Da an den Oberflächen der Glasteile der Röhre Gase und eine sogenannte Wasserhaut vorhanden sind, die das Röhrenvakuum in der Betriebszeit der Röhre verschlechtern würden, müssen sie durch äußeres Erhitzen in einer mit Leuchtgas geheizten Kammer während des Auspumpprozesses ausgetrieben werden. Die Metallteile der Röhre, wie Anode, Gitter, Haltedrähte usw., enthalten ebenfalls eingeschlossene (okkludierte) Gase. Diese werden entweder durch Wirbelstromheizung mit einer Hochfrequenzspule oder bei einigen Röhrenarten durch Elektronenbombardement frei gemacht und von der Vakuumpumpe abgesaugt. Um nun aber das Röhrenvakuum von der Höhe 10^{-4} Torr der Vakuumpumpe auf die notwendige Betriebshöhe von 10^{-6} Torr zu bringen, macht man von Absorptionsstoffen Gebrauch. Jede Röhre enthält auf einem ihrer metallenen Innenteile, meist auf einem an der Anode befestigten Drahtträger, eine kleine Metallkapsel mit dem sogenannten Getterstoff. Nach dem Abschmelzen des Pumpstengels (Abziehen der Röhre von der Pumpe) wird die Getterkapsel durch hochfrequente Wirbelströme erhitzt.

Hierbei verdampft das Gettermetall — in der Regel wird Barium verwendet — und schlägt sich als metallisch glänzender Spiegel auf die kalten Stellen des Röhrenkolbens nieder. Diese Getterschicht verschluckt (absorbiert) den größten Teil der restlichen Gasmoleküle. Sie erfüllt diese Aufgabe lange Zeit, das heißt, bei Gasausbrüchen aus Röhrenteilen, bei Erhitzung durch Überlastung beispielsweise, absorbiert sie die ausgetretenen Gasmengen. Auf diese Weise bleibt das Vakuum lange Jahre erhalten.

Spezialröhren, zum Beispiel Sende- und Katodenstrahlröhren, werden mit rotierenden Ölluftpumpen vorevakuiert und danach mit Hochvakuumdiffusionspumpen bis auf 10^{-6} Torr abgepumpt. Sie werden durch Erwärmen beim Pumpvorgang besonders sorgfältig entgast.

In der Röhrenfertigung bevorzugt man sogenannte Quecksilberdampfdiffusionspumpen. Hier wird der Quecksilberdampf als Treibdampf für die Speisung der Dampfstrahl- und Diffusionsstufen der Hochvakuumpumpe benutzt. Damit kein Quecksilberdampf in die zu evakuierende Röhre gelangt, wird er in einer vorgeschalteten Kühlfalle durch flüssige Luft (Temperatur —180° C) ausgefroren und niedergeschlagen. Katodenstrahlröhren und kleine Senderöhren enthalten wie normale Rundfunkröhren eine Getterkapsel zur Verbesserung bzw. Aufrechterhaltung des Vakuums. Größere Senderöhren werden mit Anoden aus Tantal oder mit Anoden und Gittern, auf die eine Schicht Zirkonmetall aufgebracht ist, hergestellt. Diese Metalle haben die Eigenschaft, bei schwacher Rotglut Gasreste, die sich in der Röhre befinden, zu binden. Aus diesem Grunde läßt man bei Senderöhren und Hochleistungsverstärkerröhren vorsätzlich schwach glühende Gitter- und Anodenteile im Betrieb zu.

In Entladungsgefäßen (Stromtore usw.) stellt man mit Hilfe von rotierenden Ölpumpen und Hochvakuumdiffusionspumpen zuerst ein Hochvakuum her, wobei ebenfalls okkludierte Gase durch Erhitzen ausgetrieben werden. Erst danach erfolgt die Füllung mit Edelgasen von bestimmtem Druck. Stromtore und Quecksilberdampfgleichrichter enthalten oftmals Quecksilber in Tropfenform. Derartige Röhren werden erst vorgepumpt und erhitzt. Nach dem Wiedereinlassen von Luft wird Quecksilber in die Röhren gegeben und wieder evakuiert. Beim Betrieb der Röhren stellt sich dann in ihrem Inneren, entsprechend der Röhrentemperatur, automatisch ein Quecksilberdampfdruck ein, der etwa zwischen 1 bis $4 \cdot 10^{-3}$ Torr liegt.

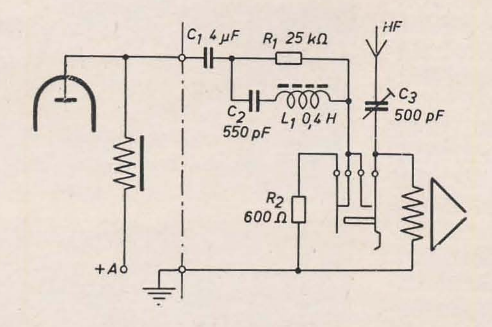
Es lebe der Friede zwischen den Völkern!

Es gibt kein strittiges oder ungelöstes Problem, das nicht auf friedlichem Wege durch gegenseitige Vereinbarung der interessierten Länder gelöst werden könnte!

Ing. ROLF LAUTERBACH

Ankopplung des hochohmigen Sprechkopfes

Die Magnettontechnik ist heute bei Rundfunkfachleuten und Amateuren ein weit verbreitetes Arbeitsgebiet. Fast alle Tonbandgeräte werden mit hochohmigen Köpfen ausgerüstet. Diese Ausführung hat den Vorteil, daß der komplizierte und teure Eingangstransformator im Wiedergabeentzerrer hinfällig und die ganze Anordnung somit einfacher und billiger wird. Bei entsprechendem Aufbau des Magnettongerätes (kurze Leitungen zum Wiedergabeentzerrer) ist dies eine sehr brauchbare Methode. Besondere Beachtung ist dabei der Ankopplung des hochohmigen Sprechkopfes zu schenken. Bisher konnte man oft die Meinung hören, dies sei ein weniger kritischer Punkt. Man hielt es für ausreichend, diesen Kopf gleichstromfrei (Ankopplung durch Kondensator) und gegebenenfalls mit Hilfe eines Korrekturgliedes an die Endstufe des Rundfunkempfängers oder Aufsprechverstärkers anzukoppeln. Es entstand eine Anordnung entsprechend dem gezeigten Schaltbild.



Als wichtiger Punkt sei hier zunächst betont, daß die Zuleitung zum Sprechkopf bei der Aufnahme Hochfrequenz führt (Vormagnetisierung). Das verwendete abgeschirmte Kabel muß daher sehr kapazitätsarm sein (HF-Kabel), damit die HF auf ihrem Wege zum Sprechkopf durch die Kabelkapazität keine zu hohe Dämpfung erfährt. Außerdem ist dafür zu sorgen, daß am Sprechkopf tatsächlich in keinem Falle eine Gleichspannung auftreten kann. Bei der Herstellung einer Magnettonanlage mit hochohmigen Köpfen und höchster Übertragungsgüte wurde folgendes beobachtet:

Durch die bis über 15000 Hz erfolgte Entzerrung im Wiedergabeteil war bei Aufnahmen, die mit der üblichen Ankopplung des Sprechkopfes durchgeführt wurden, ein geringes Rauschen vorhanden. Dem Charakter des Rauschens nach wurde eine Gleichstromvormagnetisierung vermutet. Beim Anschalten des Sprechkopfes an die Endstufe des Aufsprechverstärkers floß nämlich für kurze Zeit ein Gleichstrom durch den Sprechkopf, der durch die Aufladung des Koppelkondensators C_1 hervorgerufen wurde. Dieser Gleichstrom hinterließ im Sprechkopf, obwohl dieser aus Mu-Metall bestand, eine geringe Remanenz, die aber ausreichte, bei der Wiedergabe durch eine Breitbandanlage ein geringes Rauschen zu verursachen. Die Annahme, dieser remanente Magnetismus könnte durch die HF-Vormagnetisierung sofort beseitigt werden, erwies sich als falsch. Nach Änderung der Ankopplung und einmaligem Entmagnetisieren der Köpfe war dieses Rauschen verschwunden. Durch den Widerstand R_2 (etwa 600 Ω, je nach dem verwendeten Kopf) ist der Aufsprechkreis immer geschlossen. Beim Einschalten des Sprechkopfes kann es bei entsprechender Justierung der Schaltkontakte an C_1 keinen Ladestrom und damit auch keinen Gleichstromfluß durch den Kopf geben. Zu beachten ist, daß der Ruhekontakt erst dann öffnet, wenn der Arbeitskontakt geschlossen wird. Eine weitere Möglichkeit wäre, den Sprechkopf über einen geeigneten Transformator anzukoppeln. Damit wäre aber der Vorteil, den ein hochohmiger Sprechkopf beim Bau eines Magnetbandspielers bietet, hinfällig.

Dr. WILHELM SCHRÖDER, Staatssekretär im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen

Die Deutsche Post – das zuverlässige Nachrichteninstrument

Der von monopolkapitalistischen Kräften — besonders von Westberlin — geleitete und unterstützte faschistisch-reaktionäre Angriffsversuch am 17. Juni auf unsere demokratische Ordnung ist gescheitert. Ermöglicht wurde dies durch die Haltung der großen Mehrheit der Arbeiterschaft, der Intelligenz, der Bauern und anderer Schichten der Bevölkerung zusammen mit den Machtorganen der Republik sowie mit Hilfe der sowjetischen Besatzungsmacht.

Nicht unwesentlich haben zu diesem Erfolg auch die Arbeiter und Angestellten der Deutschen Post beigetragen. In vorbildlicher Weise sorgten sie in unermüdlicher Tag- und Nachtarbeit unter vollem Einsatz ihrer körperlichen und geistigen Kräfte für die Aufrechterhaltung aller Post-, Fernmelde- und Funkverbindungen und besonders auch für die Beförderung und Zustellung der Zeitungen. Die Postler haben bewiesen, daß sie jederzeit bereit sind, die demokratischen Errungenschaften unserer Republik zu verteidigen und treu zu unserer Regierung stehen. Sie haben sich in diesen Tagen eindeutig als standhafte Mitarbeiter unseres demokratischen Staates bewährt. Ihrer vorbildlichen Pflichterfüllung ist es zu danken, daß die Staats- und Wirtschaftsorgane ihre Anordnungen und Mitteilungen ohne Verzögerung überallhin durchgeben konnten. Dies war die erste Voraussetzung für den Sieg unserer demokratischen Staatsmacht.

Darüber hinaus aber brachten auch viele Werktätige des Post- und Fernmeldewesens ihre Einsatzbereitschaft für unseren Staat und die Regierung durch aktives Auftreten gegen die Provokateure zum Ausdruck. So haben z. B. zwei Entstörer vom Fernmeldeamt Neubrandenburg trotz der Steinwürfe von Banditen in der Nacht vom 17. zum 18. Juni eine Linienunterbrechung instand gesetzt.

In Görlitz versuchten Provokateure, gewaltsam in das Fernmeldeamt einzudringen. Der Betriebsleiter und einige Kollegen stellten sich ihnen unerschrocken entgegen und zwangen sie zum Verlassen des Gebäudes.

Auch bei anderen Ämtern wurden die Versuche von Provokateuren, in die Diensträume einzudringen, durch entschlossenes Auftreten der Arbeiter und Angestellten der Deutschen Post verhindert. Hundertfach sind die Fälle aufopferungsvoller Pflichterfüllung unserer Telefonistinnen, Fernschreiberinnen und Telegrafistinnen, die ohne Rücksicht auf Überzeit, teilweise bis zu 30 Stunden im Dienst blieben, um den Betrieb aufrechtzuerhalten. Beispielgebend auf die Bevölkerung wirkte das Verhalten von zwei Zustellern in Herzfelde bei Berlin. Banditen versuchten, ihnen die Zustelltaschen zu entreißen. Sie setzten sich mit Erfolg zur Wehr und konnten ihren Zustellgang fortsetzen. Volle Anerkennung verdient auch das Verhalten der leitenden Angestellten der Betriebe des Post-, Fernmelde- und Funkwesens sowie der Mitarbeiter der Bezirksdirektionen und des Ministeriums.

Für den vorbildlichen Einsatz und ihre verantwortungsbewußte Disziplin konnte bereits am 18. Juni das Ministerium zusammen mit dem Vorstand der Industriegewerkschaft Post- und Fernmeldewesen durch Telegramme an alle Post-, Fernmelde- und Funkämter den Mitarbeitern der Deutschen Post den Dank aussprechen.

Die Haltung der Postler ist um so höher zu bewerten, als manche Schichten von ihnen — besonders unsere Zeitungsträgerinnen und Fernmeldebauarbeiter — seit längerem schon Klage über verschiedene wirtschaftliche Maßnahmen und Lohnregelungen zu erheben hatten. Dadurch tritt deutlich die Entwicklung ihres demokratischen Staatsbewußtseins seit 1945, ihr Wissen um die wahren Interessen der Arbeiterklasse und ihre Verbundenheit mit der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands in Erscheinung. Dies zeigen auch zahlreiche Entschließungen in den Betrieben der Deutschen Post, die der Leitung des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen in den letzten Tagen zugegangen sind. Sie verurteilen entschieden das Treiben der Provokateure und fordern deren strenge Bestrafung. Gleichzeitig bezeugen sie darin der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik, der ersten wirklichen Arbeiterregierung auf deutschem Boden, ihr unerschütterliches Vertrauen und ihre weitere Unterstützungsbereitschaft.

Aufnahmen: BLUNCK

Schallplatten vom VEB





Die Herstellung der Schallplatte, angefangen von der Aufnahme einer Darbietung im Studio bis zum fertigen Prüfling, gliedert sich in eine beachtliche Zahl von Arbeitsgängen. Besuchen wir den volkseigenen Betrieb „Lied der Zeit" in Berlin, um einen Einblick zu gewinnen, wie die Herstellung einer üblichen Schallplatte vorgenommen wird.

Unmittelbar neben dem Studio, dessen akustische Eigenschaften der Art einer Darbietung angepaßt werden müssen, befindet sich der Regieraum. Von hier aus beobachtet der Tonmeister das Orchester und korrigiert am Regiepult die Aufnahme. Vom Dirigenten, von den Musikern und Technikern wird die Tonbandaufzeichnung abgehört und hinsichtlich ihrer Brauchbarkeit für den Überschnitt auf Wachs überprüft. Die Aufnahme des gleichen Musikstückes wird so oft wiederholt, bis alle Mitwirkenden von einer ausreichenden Güte der Aufzeichnung überzeugt sind.

Anschließend erfolgt der Wachsplattenschnitt, wobei sich eine gleichmäßige und gleichbleibende Schnittfestigkeit durch Vorwärmen des Wachses erreichen läßt. Der beste Schnitt wird in einem verschlossenen, mit Filzen ausgelegten Karton zur weiteren Bearbeitung nach Babelsberg zum Werk I in die Galvanoplastik überführt. Hier erhält die gegen Staub und mechanische Beschädigungen gut geschützte Wachsplatte eine hauchdünne Sil-



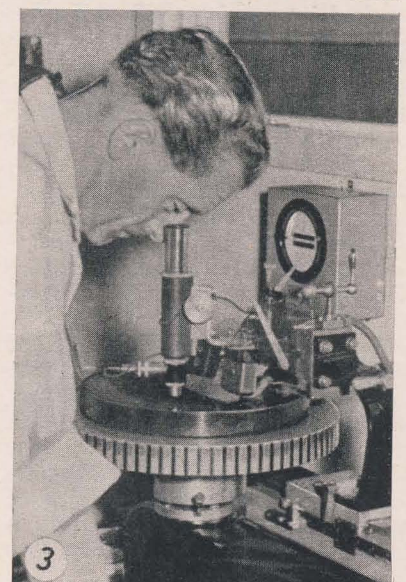
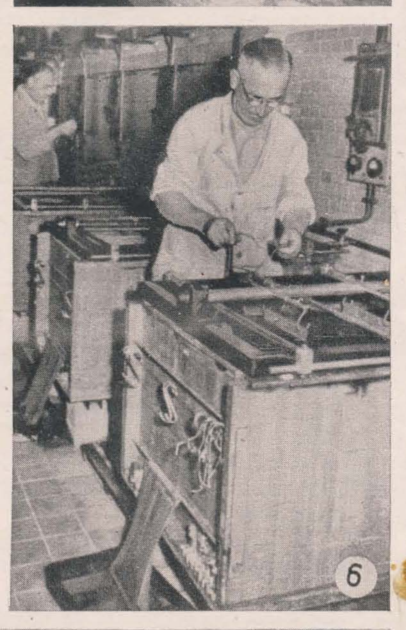
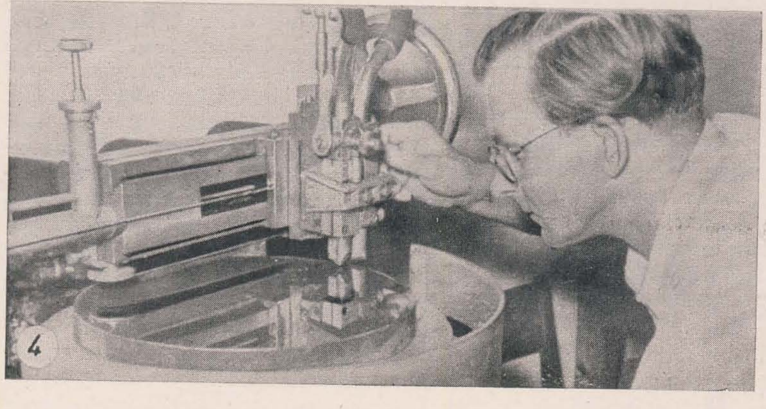
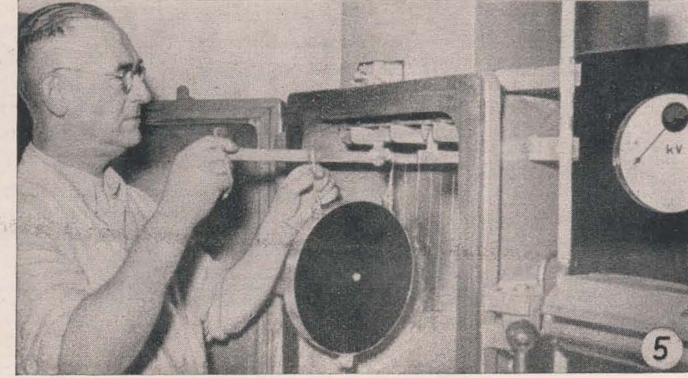


Bild 1: Das Tanzorchester Leipzig des Staatlichen Rundfunkkomitees unter Leitung von Kurt Henkels bei einer Schallplattenaufnahme im Studio des VEB „Lied der Zeit"
Bild 2: Im Regieraum steuert der Tonmeister die Dynamik der Aufnahme
Bild 3: Die Bandaufnahme wird dem Schneidverstärker zugeführt und auf eine Wachsplatte übertragen
Bild 4: Der Wachsplattenguß wird auf einer Drehbank bearbeitet und nach einer zwei Monate langen Lagerzeit als Rohling auf der Wachspoliermaschine poliert
Bild 5: In der Vakuumkammer erhält die Wachsplatte durch Zerstäuben und Verdampfen feiner Silberdrähte einen hauchdünnen Silberniederschlag, damit die Oberfläche des Wachses elektrisch leitend wird
Bild 6: Die Silberschicht der Wachsplatte erlaubt im galvanischen Bad das Anwachsen einer Kupferscheibe
Bild 7: Nach einem weiteren, 24 Stunden andauernden galvanischen Vorgang entsteht vom Original, also vom „Vater", ein positiver Zwischenabzug. Anschließend wird die „Mutter" vom Original getrennt







„Lied der Zeit"

berschicht, damit ihre Oberfläche elektrisch leitend wird. Um einen homogenen Silberbelag zu erhalten, bedient man sich entweder der Handversilberung oder der Katodenzerstäubung.

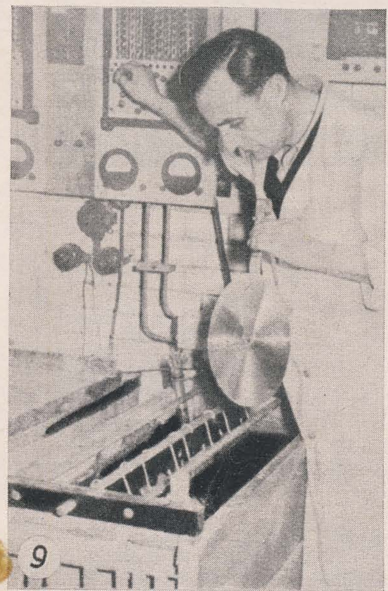
Nach einem 24stündigen Galvanisierungsprozeß wächst auf dem feinen Silberbelag eine starre Kupferschicht an. Von dieser in der Fachsprache als „Vater" bezeichneten Metallplatte wird im galvanischen Bad ein positiver Zwischenabzug, die sogenannte „Mutter", erzeugt. Nach dem Abheben vom Original erhält sie eine Trennschicht und gestattet auf galvanoplastischem Wege die Nachbildung der eigentlichen Preßmatrize. Die auch als „Sohn" bezeichnete Preßmatrize wird, nachdem sie, um für den Preßvorgang widerstandsfähig zu sein, eine Chromschicht erhalten hat, zentriert und mit einem Führungsloch versehen.

Alle Matrizen müssen auf Konturen untersucht und jedes Schmutzteilchen entfernt werden. Die Mutter läßt sich mit einem Fiberstift wie eine Schallplatte abspielen, so daß auch eine akustische Kontrolle möglich ist. Um jeden geringfügigen musikalischen wie auch technischen Fehler sofort erkennen zu können, sind große Erfahrungen notwendig.

Vom ersten Satz Preßmatrizen entstehen Musterschallplatten, die man gleichfalls akustisch überprüft.

Im Werk II in Ehrenfriedersdorf im Erzgebirge und in Kürze auch in Babelsberg wird nach dem Einrichten der Pressen die Serienfertigung der Schallplatten aufgenommen. Die neuen Schnellautomaten erlauben, in einer Stunde etwa 80 bis 100 Platten herzustellen. Durch Betätigen des Fußhebels schließt sich die Form und fährt automatisch in die Presse. Während des Preßvorganges durchströmt die Bohrungen der Preßform Wasserdampf, um die vorgewärmte Masse aus Schellack, Filzstoff, gemahlenem Plattenbruch und beigegebenem Gasruß unter hohem Druck in der Preßform leicht verteilen zu können. Steht die Preßform unter Druck, wird der Dampf durch Kühlwasser verdrängt und die Preßform sowie die Schallplatte abgekühlt. Die Form führt nach beendigtem Preßvorgang wieder automatisch aus und öffnet sich, so daß der Presser den Kranzbruch und die gepreßte Platte herausheben kann. Nach dem Abschleifen werden sie auf mechanische Fehler geprüft, um dann, mit Umschlägen versehen, versandfähig dem Auslieferungslager übergeben zu werden. *-ki-*

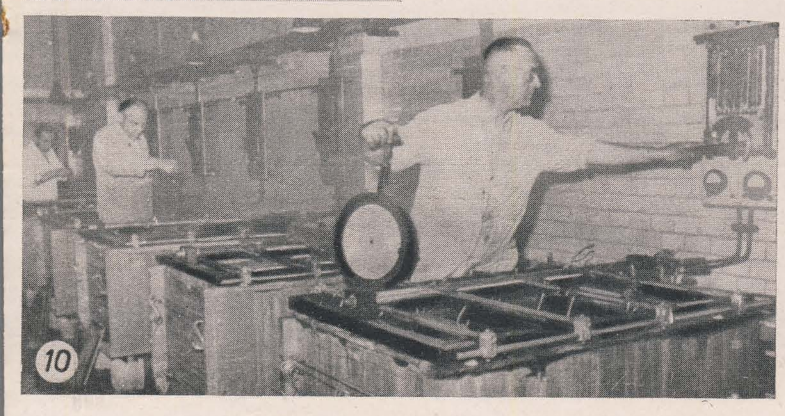












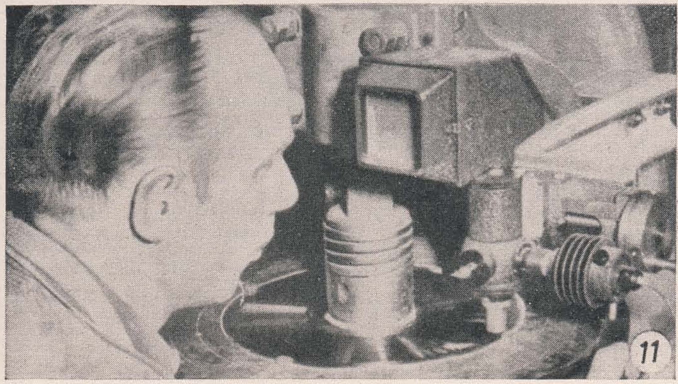
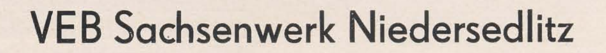


Bild 8: Die „Mutter" wird mit Ziankali entfettet, abgespült und mit Kaliumbichromat etwa zwei Sekunden kopiert
Bild 9: Nach einem weiteren Spülvorgang muß die „Mutter" in einem Nickelbad mit einer Trennschicht versehen werden
Bild 10: Die vernickelte Metallmatrize wird im galvanischen Bad angeordnet, um durch den elektrischen Strom eine Nachbildung, und zwar den sogenannten „Sohn", zu erzeugen
Bild 11: Um die Festigkeit der Preßmatrizenoberfläche zu erhöhen, erhält sie eine Chromschicht und wird auf einem Balancier mit Hilfe einer Optik zentriert und in der Mitte mit einem Führungsloch versehen
Bild 12: Anschließend erfolgt das Polieren der Preßmatrize
Bild 13: Nach dem Zentrieren wird die Rückseite der Preßmatrize abgedreht, wobei eine Saugvorrichtung das Festspannen des „Sohnes" bewirkt
Bild 14: Mit einem Spachtel wird die auf dem Heiztisch vorgewärmte tafelförmige Masse abgerollt und als Kugel in die Preßform eingelegt



VEB Sachsenwerk Niedersedlitz

OLYMPIA



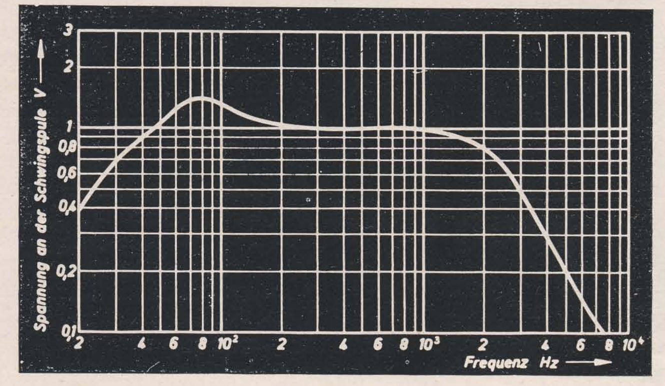
Vorderansicht des Mittelsupers Olympia 522 WM

Für die Entwicklung und Konstruktion des Gerätes „Sachsenwerk Olympia 522 WM“ waren mehrere Forderungen und Gedanken entscheidend. So sollten in erster Linie die maßgebenden Haupteigenschaften eines guten Empfangsgerätes, nämlich genügende Empfindlichkeit und Trennschärfe, verbunden mit angenehmer Bedienungsmöglichkeit, gewährleistet sein. Die Forderung eines günstigen Preises legte den Gesamtaufbau des Gerätes von sechs Kreisen unter Verwendung der Kombinationsröhren ECH 11, EBF 11 und ECL 11 fest. Eine patentierte Eingangsschaltung sorgt für einen konstanten Eingangswert und gute Spiegelwellenselektion, während ein hochwertiger ZF-Sperrkreis die ZF-Eingangsempfindlichkeit bedeutend vermindert. Die gute Bedienbarkeit des Gerätes ist durch die hohe Übersetzung des Drehkotriebes (1 : 20) gesichert, die in Verbindung mit dem Schwungrad bei der großen vierfarbigen Übersichtsskala eine genaue und auch schnelle Stationseinstellung ermöglicht.

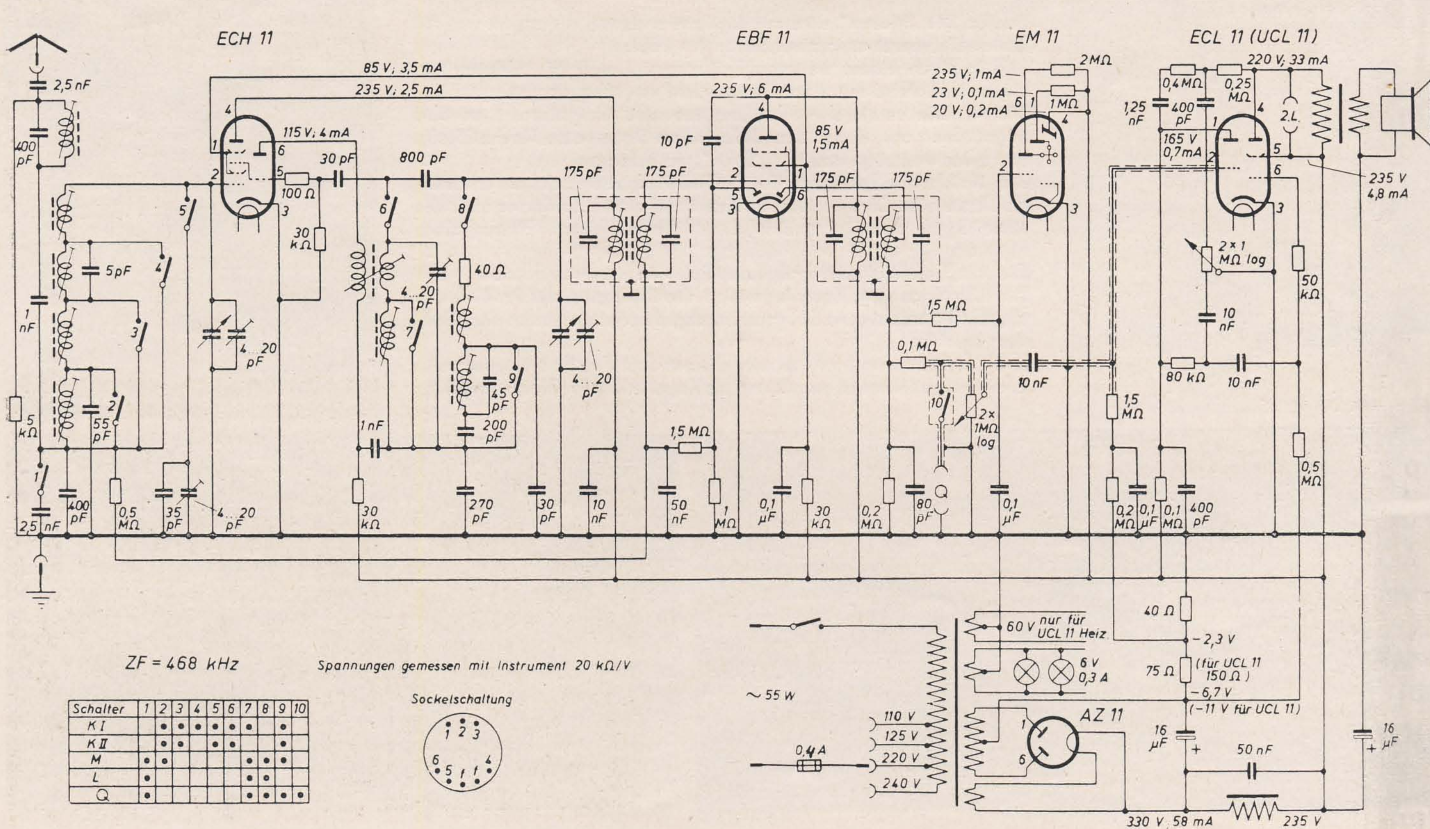
Um dem Rundfunkhörer die Einstellung auf einen Kurzwellensender zu erleichtern, wurde der Kurzwellenbereich in zwei gespreizte Bänder unterteilt. Durch die Verwendung der Röhre EM 11 hat das Gerät auf allen Wellenbereichen einen sichtbaren Indikator für eine genaue Abstimmung erhalten.

Die von einem vollwertigen Gerät zu fordernde angenehme Klangwiedergabe war für die Konstruktion des Empfängers bestimmend, angefangen von der Dimensionierung des gesamten Niederfrequenzteiles bis zur Auswahl des Gehäuses, bei dem nicht nur seine Formschönheit, sondern auch seine akustischen Eigenschaften entscheidend waren.

Die Niederfrequenzkurven bestätigen die gute Auslegung des Niederfrequenzteiles des Gerätes in bezug auf eine günstige Anhebung sowohl der Tiefen als auch der Höhen. Dabei muß besonders hervorgehoben werden, daß es durch die vorteilhafte Kombination zwischen Klangfarbenregler und Gegenkopplung möglich ist, durch Verändern der Gegenkopplung zuerst die Höhenanhebung wirkungslos zu machen, bevor durch weiteres Zudrehen des Klangfarbenreglers eine allgemeine Abblendung des Tonumfanges erfolgt.



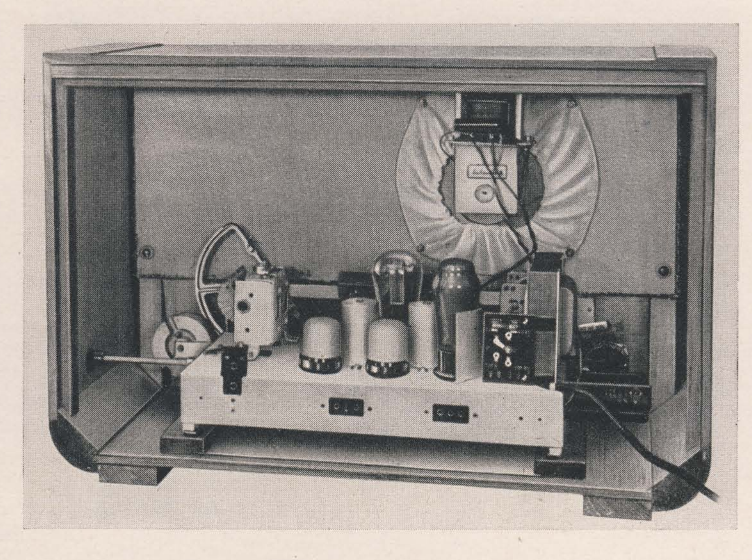
Niederfrequenzkurve über HF-Eingang bei 585 kHz (Klangfarbenregler offen)



Schalter	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K I		•	•	•	•	•	•		•	
K II		•	•		•	•			•	
M	•	•					•	•	•	
L	•						•	•		
Q	•						•	•	•	•

4 Röhren, 6 Kreise

522 WM



Innenansicht des 6-Kreis-Supers. Für gute akustische Abstrahlung sorgt ein großer elektrodynamischer Lautsprecher, Korbdurchmesser 198 mm mit Spezialspinne

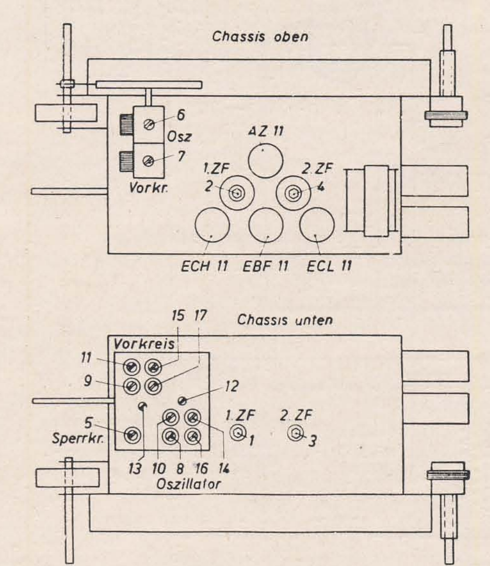
A. ZF-Abgleich und Einstellung des ZF-Sperrkreises

Wellenschalter auf „Mittel" schalten. Skalenzeiger auf rechten Anschlag stellen.

1. Mit ZF = 468 kHz die Kerne 4, 3, 2, 1 abgleichen.
2. Mit ZF = 468 kHz den Kern 5 auf Minimum abgleichen.

B. Abgleich der Empfangsbereiche

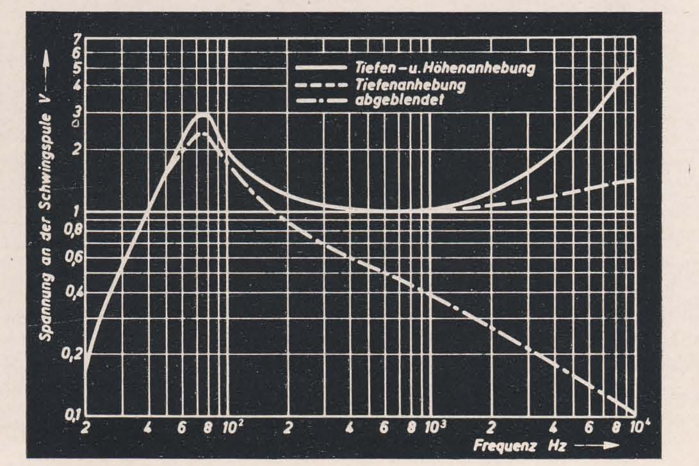
1. Prüfen, ob bei eingedrehtem Drehko der Skalenzeiger auf der rechten Endmarke steht.
2. Mittelwellenabgleich. Wellenschalter auf „Mittel" schalten.
   a) Zeiger auf die linke Mittelwelleneichmarke stellen. Mit 1492 kHz die Trimmer 6 und 7 abgleichen.
   b) Zeiger auf die rechte Mittelwelleneichmarke stellen. Mit 582 kHz die Kerne 8 und 9 abgleichen.
   c) Gleichlaufkontrolle mit 932 kHz.
3. Langwellenabgleich. Wellenschalter auf „Lang" schalten.
   a) Zeiger auf die rechte Langwelleneichmarke stellen. Mit 164 kHz die Kerne 10 und 11 abgleichen.
   b) Gleichlaufkontrolle mit 218 und 300 kHz.
4. Kurzwellenabgleich I. Wellenschalter auf „Kurz I" schalten.
   a) Zeiger auf 17,5 MHz stellen. Mit 17,5 MHz die Trimmer 12 und 13 abgleichen.
   b) Zeiger auf 12,0 MHz stellen. Mit 12,0 MHz die Kerne 14 und 15 abgleichen.
5. Kurzwellenabgleich II. Wellenschalter auf „Kurz II" stellen.
   a) Zeiger auf 6,25 MHz stellen. Mit 6,25 MHz die Kerne 16 und 17 abgleichen.
   b) Eichkontrolle mit 9,92 MHz.



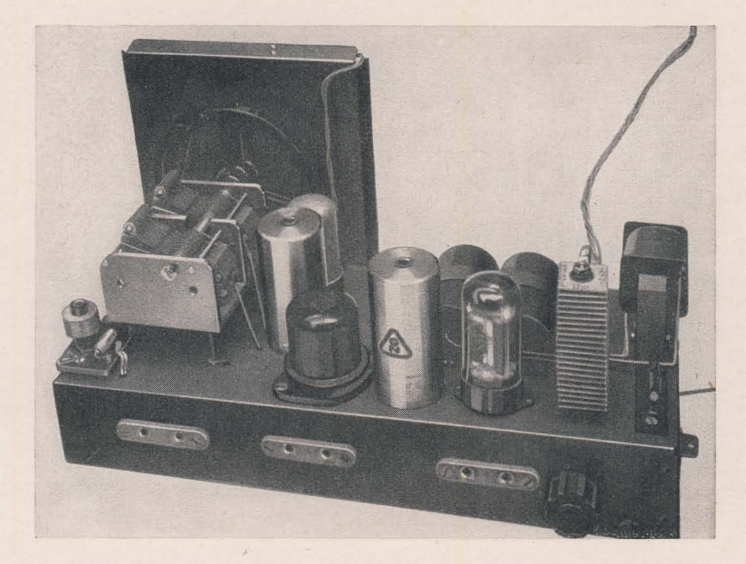
Der Abgleichplan zeigt die von der Ober- und Unterseite des Chassis zugänglichen Abgleichpunkte. Bei allen Abgleichvorgängen ist der Meßsender über eine künstliche Antenne an die Antennen- und Erdbuchsen anzuschließen ←

Technische Daten

Betriebsart:	Wechselspannung 110, 125, 220 und 240 V
Schaltung:	Superhet
Röhrenbestückung:	ECH 11, EBF 11, EM 11, ECL 11, AZ 11
Skalenlampen:	6 V/0,3 A, DIN 49846
Sicherung:	bei 220 und 240 V: 0,4 A mittelträge, bei 110 und 125 V: 0,8 A mittelträge
Leistungsaufnahme:	55 W
Zahl der Kreise:	6; abstimmbar 2, fest 4
Wellenbereiche:	Kurzwelle I: 16,0—29,1 m = 18,8— 10,3 MHz Kurzwelle II: 28,3—51,5 m = 10,6 — 5,85 MHz Mittelwelle: 185 — 580 m = 1620 —520 kHz Langwelle: 910 —2100 m = 330 — 143 kHz
Empfindlichkeit:	auf allen Bereichen etwa 15 bis 35 μV (für 50-mW-Ausgang)
Trennschärfe bei 600 kHz:	250fach
Spiegelselektion:	> 5000fach
Abgleichpunkte:	K I 17,5 und 12 MHz K II 9,92 und 6,25 MHz M 1492, 932, 582 kHz L 300, 218, 164 kHz
Zwischenfrequenz:	468 kHz
ZF-Sperrkreis:	vorhanden
ZF-Empfindlichkeit:	am Eingangsgitter der ECH 11: 25 μV; am Gitter der EBF 11: 3 mV
Wirkung des Schwundausgleiches:	Rückwärtsregelung unverzögert auf die ECH 11 und die EBF 11
Empfangsgleichrichter:	Diode
Tonabnehmeranschluß:	vorhanden
Lautstärkeregler:	gehörrichtig, stetig, mit dem Netzschalter kombiniert
Klangfarbenregler:	stetig, mit veränderlicher Gegenkopplung kombiniert
Gegenkopplung:	von der Anode der Endröhre auf die Anode der Vorröhre. Ihre Veränderung durch Eindrehen des Klangfarbenreglers ermöglicht eine feinabgestufte Verminderung der Höhenanhebung vor der allgemeinen Abdunklung des Klangbildes
Lautsprecher:	elektrodynamisch 4 W, Membrandurchmesser 198 mm
Anschluß für den 2. Lautsprecher:	Impedanz 7 kΩ
Abstimmanzeige:	Magisches Auge EM 11
Besonderheiten:	Baß- und Höhenanhebung durch Gegenkopplung, in weiten Grenzen stetig regelbar, genaue und schnelle Stationseinstellung durch große vierfarbige Übersichtsskala, hohe Triebübersetzung (1 : 20) und Schwungrad, automatische Wellenbereichanzeige abnehmbare Bodenplatte
Gehäuse:	Edelholz, furniert und hochglanzpoliert
Abmessungen:	620 × 240 × 415 mm
Gewicht:	13,25 kg



→ Niederfrequenzkurve über Tonabnehmereingang



Chassisaufbau des Gerätes

Bauanleitung:

6-Kreis-Reflexsuper

Es sind nicht gerade die angenehmsten Erinnerungen, die viele Rundfunkfachleute mit dem Wort Reflexschaltung verbinden. Diese Voreingenommenheit gegenüber der erwähnten Schaltungsart ist jedoch gerade bei denjenigen, die sich beruflich mit Rundfunkgeräten befassen, meist unbegründet. Denn viele trübe Erfahrungen mit Reflexempfängern sind weniger auf die Reflexschaltung selbst, als vielmehr auf die seinerzeit noch nicht ausgereiften Bauelemente der Rundfunktechnik zurückzuführen. Viele Empfänger der Vorkriegszeit (Telefunken-Nauen usw.) hatten auch ohne Reflexschaltung erhebliche Mängel.

Es läßt sich manches für und manches gegen Reflexschaltungen sagen. Tatsache ist jedoch, daß man gerade in den letzten Jahren immer öfter auf diese Schaltungsart zurückgegriffen hat. Unter Namen wie Duplex, Triplex u. ä. finden wir sie in vielen neuen Industriemodellen. So wird zum Beispiel in der UKW-Empfängertechnik die Funktion der oft zusätzlich benötigten NF-Röhre (Pegelausgleichröhre), deren Notwendigkeit aus der gegenüber dem AM-Gleichrichter geringeren NF-Spannungsabgabe des FM-Gleichrichters resultiert, meist zusätzlich von einer HF- oder ZF-Röhre übernommen. Solche und ähnliche Maßnahmen wirken sich natürlich sehr günstig auf den Preis des Rundfunkgerätes aus. Ein Umstand, der immer entscheidend für das Fortleben dieser Schaltungsart sein wird.

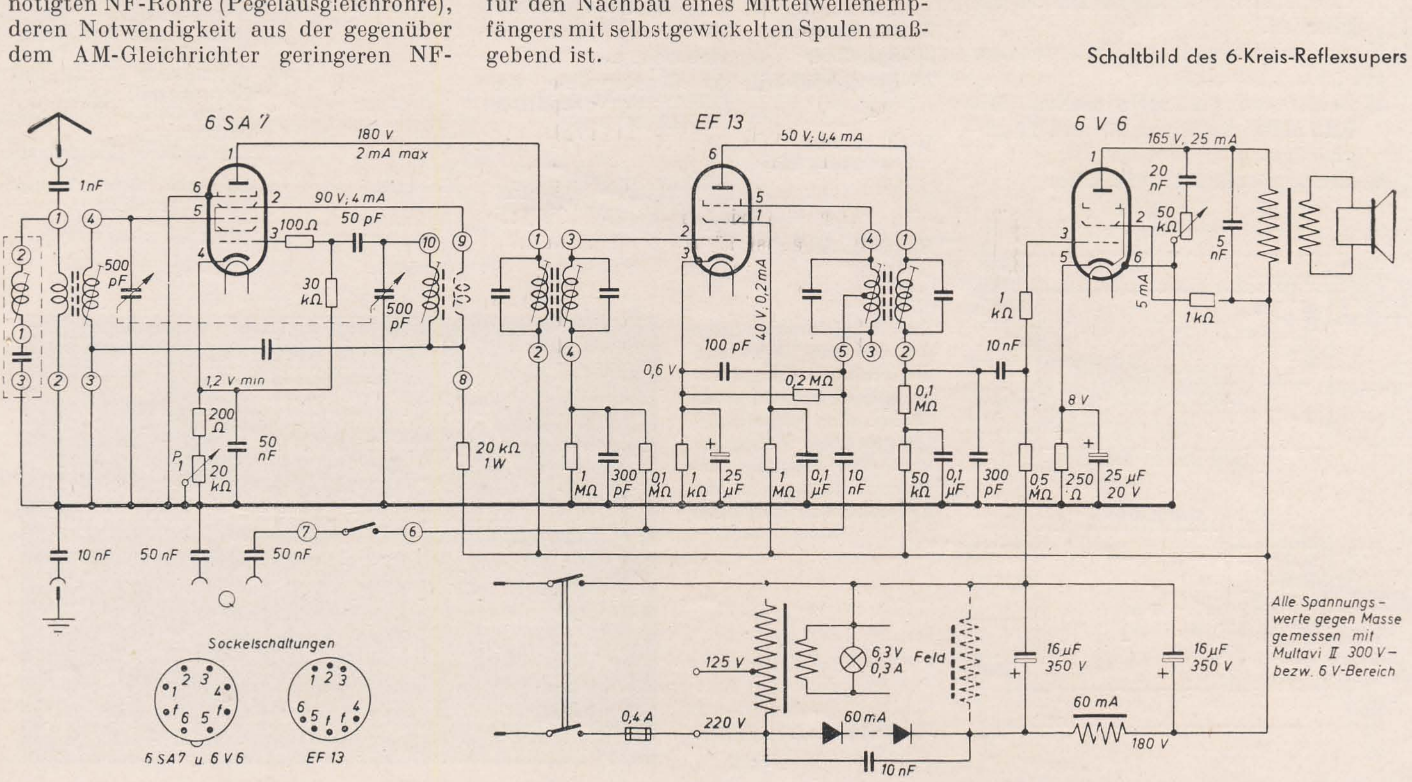
Der hier beschriebene 6-Kreis-Super ist als sogenannter Zweitempfänger gedacht und deshalb mit sparsamsten Mitteln aufgebaut. Durch die Anwendung einer Reflexschaltung ist er nicht teurer als ein 4-Kreis-Super und besitzt dabei die Vorteile der besseren Trennschärfe und größeren Verstärkung eines 6-Kreis-Supers. Verzichtet man darüber hinaus auf Kurz- und Langwelle, das heißt auf das teure Wellenschalteraggregat eines Superspulensatzes, so erhält man ein Gerät, das an Preiswürdigkeit kaum noch unterboten werden kann.

Im Mustergerät wurde der Neumann-Superspulensatz SSp 136 verwendet, für den auch die im Schaltbild angegebenen Positionen gelten. Es wurde die Schalterstellung für die Mittelwelle gezeichnet, die für den Nachbau eines Mittelwellenempfängers mit selbstgewickelten Spulen maßgebend ist.

Die Mischstufe mit der Röhre 6 SA 7 weist keine Besonderheiten auf. Im Oszillatorkreis wird die im Neumann-Spulensatz angewendete kapazitive Rückkopplung wegen des einfachen Aufbaues auch beim Selbstbau der Spulen beibehalten. P_1 in der Katodenzuleitung der Röhre 6 SA 7 dient zur Lautstärkeregelung. Diese muß eingangsseitig vorgenommen werden, da sonst bei stark einfallenden Sendern die nachfolgende Stufe übersteuert wird. Versuche, die Lautstärkeregelung NF-seitig vorzunehmen und die 6 SA 7 automatisch zu regeln, befriedigten nicht, weil die Verstärkung dabei nicht soweit herabgesetzt werden konnte, um ein Übersteuern zu vermeiden. Die nun folgende Stufe mit der Röhre EF 13 übt die Funktion einer ZF-Stufe, einer NF-Stufe und der HF-Gleichrichtung aus. Über das erste Bandfilter gelangt die ZF an das Steuergitter der EF 13. Das kalte Ende des Sekundärkreises liegt über einen Kondensator von 300 pF an Masse. Für die ZF von 468 kHz bedeutet diese Maßnahme praktisch einen Kurzschluß, so daß die gesamte ZF-Spannung zwischen G_1 und Masse liegt. Die galvanische Erdung des Gitters erfolgt durch den 1-MΩ-Widerstand parallel zu diesem Kondensator.

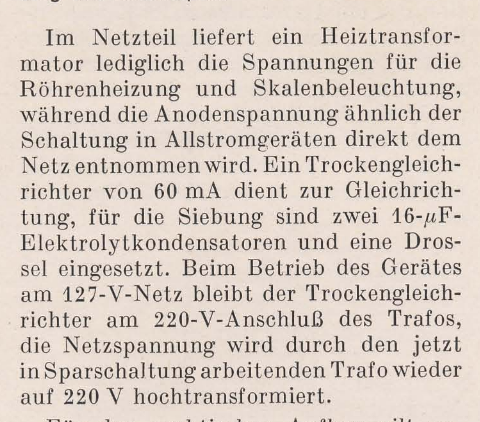
Im Anodenkreis ist für die verstärkte ZF auch nur das zweite Bandfilter als Außenwiderstand wirksam; denn hier ist ebenfalls das kalte Ende des entsprechen-

Schaltbild des 6-Kreis-Reflexsupers



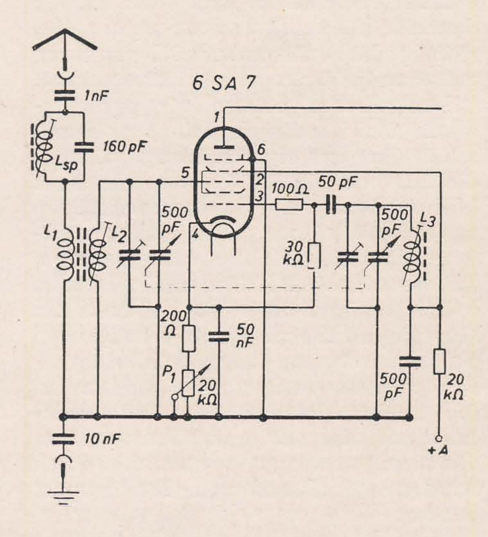
WOLF BRAUN

für Wechselstrom



Ansicht der Verdrahtung des Reflexsupers

den Kreises durch einen Kondensator von 300 pF nach Masse überbrückt. Von einer Teilwicklung der Sekundärseite des Bandfilters wird die HF-Gleichrichteranordnung gespeist. Dabei stellt die Strecke Katode-Gitter 3 die Diodenstrecke dar, die Kombination 200 kΩ/100 pF den Arbeitswiderstand mit Ladekondensator. Die an dieser Kombination entstehende NF-Spannung wird über einen Kondensator von 10 nF und einen Siebwiderstand von 100 kΩ zurück an G_1 der EF 13 geführt. Der Sekundärkreis des ersten Bandfilters mit seiner Induktivität von etwa 700 μH ist für die NF ein vernachlässigbar kleiner Widerstand. Aus dem gleichen Grund ist im Anodenkreis ebenfalls nur der 100-kΩ-Widerstand für die NF wirksam. Die an diesem Widerstand entstehende NF-Spannung wird über einen Kopplungskondensator von 10 nF und einen 1-kΩ-Widerstand an das Gitter der Endröhre 6 V 6 gebracht. Die Schaltung der Endstufe selbst enthält keine Besonderheiten. Auf eine Gegenkopplung wurde verzichtet, im Bedarfsfall dient lediglich eine Tonblende zum Beschneiden der hohen Tonfrequenzen. Als Lautsprecher findet ein permanentdynamisches oder ein elektrodynamisches Chassis mit hochohmiger Feldwicklung (etwa 10 kΩ) Verwendung.



Schaltung der Mischstufe bei Verwendung selbstgefertigter Spulen

L_{SP} = 132 Wdg. (720 μH)
L_1 = 20 Wdg. (17 μH)
L_2 = 70 Wdg. (200 μH)
L_3 = 51 Wdg. (110 μH)

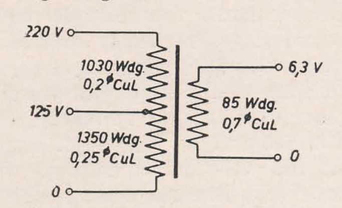
Alle Spulen mit HF-Litze 10 × 0,07 auf Siemens-Haspelkerne gewickelt (470-kHz-Sperre als Sperrkreis!)

Im Netzteil liefert ein Heiztransformator lediglich die Spannungen für die Röhrenheizung und Skalenbeleuchtung, während die Anodenspannung ähnlich der Schaltung in Allstromgeräten direkt dem Netz entnommen wird. Ein Trockengleichrichter von 60 mA dient zur Gleichrichtung, für die Siebung sind zwei 16-μF-Elektrolytkondensatoren und eine Drossel eingesetzt. Beim Betrieb des Gerätes am 127-V-Netz bleibt der Trockengleichrichter am 220-V-Anschluß des Trafos, die Netzspannung wird durch den jetzt in Sparschaltung arbeitenden Trafo wieder auf 220 V hochtransformiert.

Für den praktischen Aufbau gilt natürlich auch hier die allgemeine Regel: Extrem kurze Leitungen zwischen den Bandfiltern und den entsprechenden Röhrenanschlüssen! Darüber hinaus dürfen die im Schaltbild angegebenen Positionen für die Bandfilteranschlüsse nicht willkürlich vertauscht werden. Ferner ist zu beachten, daß sämtliche Leitungen und Schaltelemente zwischen G_3 und G_1 der EF 13 stark brummempfindlich sind. Wenn die entsprechenden Verbindungen nicht sehr kurz gehalten werden können, ist eine Abschirmung erforderlich. Auch empfiehlt sich ein Abschirmblech am Sockel der EF 13. Bei der hier angewendeten Schaltung des Netzteiles führt das Chassis Netzpotential. Außer der Verblockung von Antenne, Erde und den Tonabnehmeranschlüssen ist deshalb besonderer Wert darauf zu legen, daß nach dem Einbau in ein Gehäuse keine blanken Teile mehr berührt werden können (Befestigungsschrauben der Knöpfe usw.).

Bei der Inbetriebnahme des Gerätes werden zunächst sämtliche Spannungen kontrolliert. Dann setzt man — bei der Endröhre 6 V 6 beginnend — die Röhren ein und kontrolliert dabei gleichzeitig die Betriebsströme. An das Steuergitter der Röhre 6 SA 7 wird zum Abgleich der ZF-Kreise der Meßsender angeschlossen. Es ist bei jedem Kreis jeweils das Maximum zu wählen, bei dem der Kern am weitesten herausgedreht werden muß (unterkritische Kopplung der Kreise).

Kommt trotz Beachtung aller bisher gegebenen Hinweise im Verlauf des Abgleichvorganges die ZF ins Schwingen, so ist der 300-pF-Kondensator am kalten Ende des Sekundärkreises des ersten Bandfilters zu vergrößern. Von der Größe dieses Kondensators hängt die Größe des verstärkten ZF-Anteiles ab, der aus dem Anodenkreis wieder zurück an G_1 gelangen kann, umgekehrt kann man also bei stabiler ZF diesen Kondensator bis zum Rückkopplungseinsatz verkleinern und damit eine nicht unbeträchtliche Empfindlichkeitssteigerung erreichen.



Wickeldaten für den Heiztrafo

Nach Beendigung des ZF-Abgleichs wird die ZF-Sperre bei der gleichen Frequenz auf Minimum eingestellt. Im Anschluß daran bringt man die Eingangsfrequenzen mit den Frequenzangaben der Skala durch entsprechende Oszillatorabstimmung in Übereinstimmung.

Zum Schluß wird der Vorkreis bei den festgelegten Abgleichfrequenzen in bekannter Weise auf Maximum eingestellt.

PCC 84, eine neue Doppeltriode

Für die Hochfrequenzvorstufe eines Fernsehempfängers entwickelten Telefunken und Valvo eine neue Röhrentype. Die PCC 84 läßt sich sehr gut für eine Cascode-Schaltung verwenden, da ihre hohe Steilheit bereits bei einer Anodenspannung von 90 V vorhanden, die Isolation zwischen Faden und Schicht ausreichend groß und die Kapazität zwischen den beiden Systemen gering ist. Der hohe Eingangswiderstand im Eingangssystem erlaubt eine brauchbare Eingangsübersetzung. Das System I dient als Eingangssystem in Katodenbasisschaltung und System II als Ausgangssystem in Gitterbasisschaltung.

Vorläufige Daten der PCC 84

Heizspannung	U_f	= ca.	7,5	V
Heizstrom	I_f	=	300	mA
Betriebswerte				
Anodenspannung	U_a	=	90	V
Anodenstrom	I_a	=	12	mA
Gittervorspannung	U_g	=	— 1,5	V
Steilheit	S	= ca.	6	mA/V
Durchgriff	D	=	4,3	%
Eingangswiderstand für 200 MHz beim System I in Katodenbasisschaltung	R_{eI}	=	3,3	kΩ
Grenzwerte				
Anodenspannung	U_a	=	180	V
Anodenverlustleistung	N_a	=	2	W
Katodenstrom	I_k	=	18	mA
Gitterableitwiderstand	R_g	=	100	kΩ
äußerer Widerstand zwischen Faden und Katode	$R_{f/k}$	=	20	kΩ
Spannung zwischen Faden und Katode				
bei positiver Katode	$U_{f/k+}$	=	250	V
bei negativer Katode	$U_{f/k-}$	=	90	V

Erfahrungsaustausch

Betriebssichere Anordnung der Gleichrichterröhre im Heizkreis des Allstromempfängers

Um Brummstörungen zu vermeiden, wird bei den Verstärkerröhren der Allstromgeräte bekanntlich eine bestimmte Reihenfolge in der Schaltung ihrer Heizfäden eingehalten. Man legt die brummempfindlichste Röhre mit einem Fadenende direkt an die Minusleitung, das heißt praktisch auf ihr eigenes Katodenpotential. Die übrigen Röhren folgen entsprechend ihrer Brummanfälligkeit. In den Röhrenunterlagen ist daher auch für die maximal zulässige Spannung $U_{f/k}$ zwischen Faden und Katode ein Grenzwert angegeben, der bei den Verstärkerröhren zwischen 125 und 200 V_{eff} liegt. Dagegen müssen die Gleichrichterröhren wegen ihrer stärkeren Beanspruchung noch eine wesentlich höhere Spannungsfestigkeit aufweisen. Für die allgemein verwendete UY 11 beträgt der angegebene Wert $U_{f/k}$ maximal 550 V_{eff}.

Im Vertrauen auf den angegebenen Propagandawert ist man in vielen Fällen von der normalen Anordnung des Gleichrichters, wie sie im Bild 1 gezeigt wird, abgewichen. In einigen Empfängern (zum Beispiel Telefunken 143 GW) ist der Gleichrichter nach Bild 2 geschaltet, so daß der Heizfaden auf dem eigenen Anodenpotential liegt. Vielfach (zum Beispiel beim Rema 693 GW) befindet sich der Gleichrichterfaden auch zwischen den Skalenlampen und dem Vorwiderstand R_v.

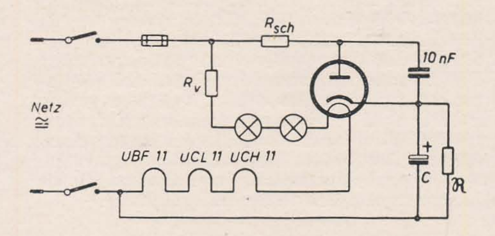


Bild 1: Normale Anordnung des Gleichrichters

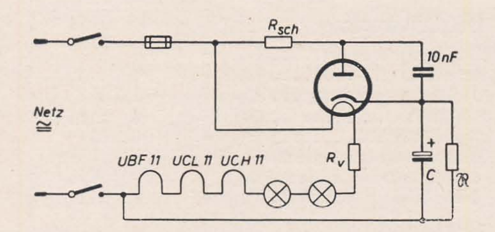


Bild 2: Gleichrichterheizfaden auf Anodenpotential

In der Reparaturpraxis hat sich nun gezeigt, daß manche Gleichrichterröhren, besonders die UY 11, nicht immer eine ausreichende Spannungsfestigkeit aufweisen und bei einer Anordnung nach Bild 2 oft zerstört werden. In dieser Schaltung liegt, wie schon erwähnt, zwischen dem Faden und der Katode eine ebenso hohe Spannung wie zwischen Anode und Katode. Sie beträgt — Anschluß an eine Wechselspannung von 220 V vorausgesetzt — im Sperrzustand 380 bis 440 V_{eff} und errechnet sich aus der geometrischen Addition der am Ladekondensator C vorhandenen mittleren Gleichspannung mit dem Scheitelwert der angelegten Wechselspannung. Bei fehlender Belastung erreicht der Scheitelwert dieser Sperrspannung 620 V. Für diese Spitzenspannung muß daher die Isolation Faden-Katode und der Abstand Anode-Katode bemessen sein.

Eine nach Bild 2 geschaltete Gleichrichterröhre kann bei einem zwischen Faden und Katode auftretenden Spannungsdurchschlag sehr schnell zerstört werden, weil dann in dem hierdurch geschaffenen Wechselstromkreis nur noch der geringe kapazitive Widerstand des Ladekondensators liegt und die Sicherung erst bei einer Stromstärke anspricht, bei der der Heizfaden oft schon zerstört ist.

Diese infolge einer zu geringen Spannungsfestigkeit auftretende Störung kann man leider nicht von vornherein durch eine normale Röhrenprüfung und entsprechender Ausscheidung ungeeigneter Gleichrichterröhren vermeiden, weil bei dieser Prüfung die Belastung der Röhre nicht den wesentlich ungünstigeren Betriebsbedingungen entspricht, so daß sich dieser Fehler erst beim Betrieb des Gerätes zeigt. In allen derartigen Fällen ergab die Nachprüfung, daß der Gleichrichterfaden nicht nach Bild 1 geschaltet war. In dieser normalen Anordnung beträgt die wirksame Spannung $U_{f/k}$ etwa 70 V, ist also um den Betrag des am Vorwiderstand R_v und an den Skalenlampen auftretenden Spannungsabfalls niedriger als bei der Schaltung nach Bild 2. Dieser Effektivwert entspricht einer Verminderung der wirksamen Spitzenspannung um $70\ V \cdot \sqrt{2} \approx 100\ V$. Bei den störanfälligen Geräten wurde daher der Gleichrichterfaden grundsätzlich entsprechend Bild 1 angeordnet, wobei sich überraschend herausstellte, daß dadurch die Geräte wieder vollkommen betriebssicher arbeiteten. In einigen Fällen genügte schon die Umschaltung der Skalenlampen, um die Störung zu beseitigen.

Außerdem wird in der normalen Anordnung bei einem etwaigen Spannungsüberschlag der Gleichrichterfaden durch die im kurzgeschlossenen Stromkreis liegenden Skalenlampen weitgehend geschützt.

Um die Betriebssicherheit der Allstromempfänger zu erhöhen, sollte daher grundsätzlich die Schaltung des Gleichrichters nach der im Bild 1 gezeigten Art erfolgen, bei der dieser strom- und spannungsmäßig schon so stark beanspruchte Bauteil nicht noch einer weiteren, unnötig hohen Belastung ausgesetzt wird. Das wäre in den Reparaturwerkstätten auch besonders dann zu beachten, wenn ein Selengleichrichter gegen einen Röhrengleichrichter ausgetauscht wird. Hierbei darf auch der Schutzwiderstand R_{sch}, der bei Ladekondensatoren $\gtreqless$ 16 μF erforderlich ist, nicht vergessen werden. Dieser Schutzwiderstand hat bekanntlich die Aufgabe, einen zu hohen Stromstoß und damit eine Überlastung der emittierenden Schicht des Gleichrichters beim Einschalten des Gerätes kurz nach einem vorhergehenden Ausschalten zu vermeiden.

Werden die aufgezeigten Maßnahmen beachtet, dürfte sich die Betriebssicherheit unserer Allstromgeräte weiter erhöhen.

Walter Schuldt, Wismar

Einige Worte an die RFT

Der Beitrag von Karl Heinz Fischer, Pößneck, im Heft 5/53 der DEUTSCHEN FUNK-TECHNIK veranlaßt mich, als RFT-Vertragswerkstätte einige Worte an die RFT zu richten.

Dadurch, daß bereits viele außerhalb der Garantiezeit liegende Rundfunkgeräte im Umlauf sind, werden auch von den Vertragswerkstätten größere Reparaturleistungen gefordert. Hierbei ergeben sich für die Vertragswerkstätten folgende Schwierigkeiten:

Es fehlt an Röhren erster Wahl und auch an Selengleichrichtern. Die Reparaturgeräte häufen sich in den Werkstätten, so daß bei Raummangel die Lagerung der Geräte Schwierigkeiten bereitet. Um die Kundschaft zufriedenstellen zu können, laufen wir Handwerker durch die HO-Geschäfte in den größeren Städten und versuchen, Röhren und Selengleichrichter zu erhalten. Nur selten haben wir Erfolg; denn die HO kennt unsere Sorgen nicht, weil sich die Bevölkerung bei Reparaturen zuerst an die Vertragswerkstätten wendet.

Infolgedessen müssen wir auch dadurch die Unzufriedenheit der Kundschaft über uns ergehen lassen, während die HO und die RFT davon verschont bleiben. Wenn die Vertragswerkstätten laufend mit Röhren erster Wahl und Selengleichrichtern beliefert werden, ergeben sich auch für die RFT finanzielle Vorteile.

Bei Geräten, die noch innerhalb der Garantiezeit liegen, könnte dem Kunden bei entsprechender Röhrenbelieferung sofort geholfen werden. Alsdann könnten die defekten Röhren monatlich gesammelt und nur auf einem Postweg zum Umtausch übersandt werden. Hierdurch würden viel Porto und Zeit gespart werden.

Auf Grund der oben angeführten Erfahrungen wird vorgeschlagen, falls die Röhrenproduktion knapp bemessen ist, zuerst die Vertragswerkstätten zu beliefern. Die Handelsspanne für Rundfunkröhren ist so gering, daß die HO zum Vorteil der Bevölkerung auf den Verkauf der Rundfunkröhren verzichten kann.

Herbert Arndt, Oderberg

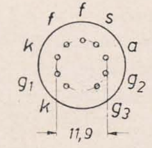
RÖHRENINFORMATION EF 80

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

EF 80 — 60 — 67 — 22,2∅

Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte von unten gegen die Stifte gesehen



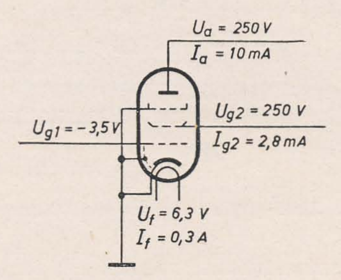
Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften, gut abgeschirmt. Das untere Ende der Katode ist an zwei Sockelstifte geführt, wodurch besonders gute UKW-Eigenschaften (kleine Katodeninduktivität, hoher Eingangswiderstand r_e) bestehen. Bei Verbindung beider Katodenanschlüsse ist r_e am größten. Um eine Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis zu vermeiden, kann man den Gitter- und den Anodenkreis an je einen Katodenanschluß legen. Hierdurch werden Verkopplungen weitgehend gemildert.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode. Bei Wechselstromheizung Parallelspeisung, in Allstromgeräten Serienspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3 V
Heizstrom	I_f	0,3 A



Meßschaltung

Meßwerte und Betriebswerte als HF- und ZF-Verstärker

U_a	250	200	170	V
U_{g3}	0	0	0	V
U_{g2}	250	200	170	V
U_{g1}	—3,5	—2,55	—2	V
R_k	270	200	160	Ω
I_a	10	10	10	mA
I_{g2}	2,8	2,6	2,5	mA
S	6,8	7,1	7,4	mA/V
D_{g2}	2	2	2	%
$\mu_{g2/g1}$	50	50	50	
R_i	650	550	500	kΩ
r_e (100 MHz)	3,75	3	2,5	kΩ
$r_{ä}$	1,2	1,1	1	kΩ
$r_e/r_{ä}$-Verhältnis bei f = 100 MHz	3,1	2,7	2,5	
S/c-Verhältnis	0,62	0,66	0,68	

Um die bei steilen Röhren unvermeidlichen Streuungen, die sich besonders bei Röhrenwechsel bemerkbar machen, herabzusetzen, wird eine Gleichstromgegenkopplung durch einen Katodenwiderstand sowie gegebenenfalls durch einen Schirmgittervorwiderstand empfohlen.

Verwendung

Steile, rauscharme Hochfrequenzpentode mit hohem Eingangswiderstand zur Verwendung als HF-Verstärkerröhre in UKW-Empfängern bis zu 100 MHz und darüber hinaus. Bei höheren Frequenzen ist eine Triode in Gitterbasisschaltung geeigneter, da das Eigenrauschen einer Triode geringer und damit das $r_e/r_{ä}$-Verhältnis besser ist. Zahlreiche Verwendungsmöglichkeiten bestehen für die EF 80 als Breitbandverstärkerröhre in ZF-Verstärkern von UKW- und Fernsehempfängern. Außerdem arbeitet sie auch als selbstschwingende Mischröhre mit additiver Mischung in UKW-Empfängern.

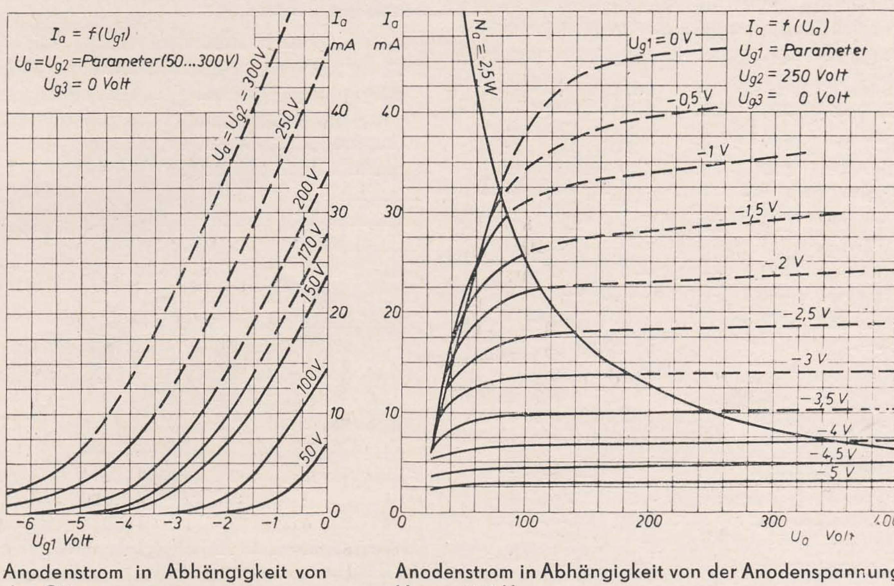
Im Fernsehempfänger wird die EF 80 zur Bildsignalvorverstärkung, Amplitudenbegrenzung, Amplitudensiebung und zur Schwarzpegelgewinnung sowie bei geringeren Ansprüchen zur Bildsignalendverstärkung eingesetzt. Für diesen Zweck verwendet man aber besser die PL 83 oder das Endsystem der PCL 81 oder die 6 AG 7, deren Systeme höheren Ansprüchen genügen.

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die EF 80 ist **6 BX 6**. Die **EF 800** ist eine kommerzielle Ausführung der EF 80 mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Sie arbeitet besonders kling- und brummarm. Eine weitere kommerzielle Type, **EF 802**, hat keine innere Abschirmung. Sie dient zur Breitbandverstärkung bis zu 30 MHz, ihr Arbeitspunkt ist in ein etwas steileres Gebiet verlegt. Für Allstromempfänger wird eine Röhre mit 100-mA-Heizfaden als **UF 80** hergestellt.

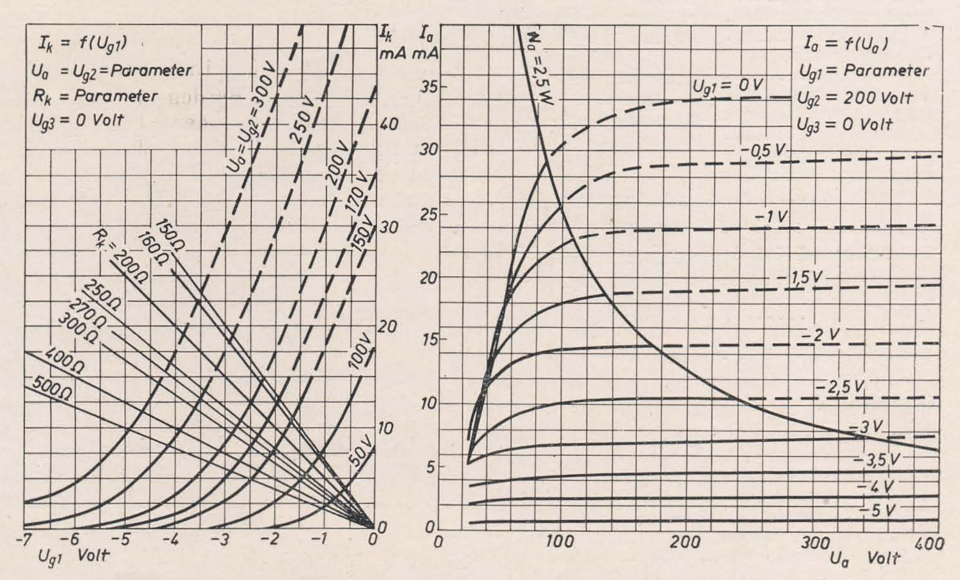
Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen „HF“.



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, U_{g2} = 250 V



Katodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, U_{g2} = 200 V

Betriebswerte als selbstschwingende Mischröhre mit additiver Mischung

Der Oszillatorschwingkreis wird zwischen Steuergitter und Schirmgitter gelegt und die Zwischenfrequenz an der Anode abgenommen. Die UHF-Eingangsspannung wird an den elektrischen Mittelpunkt des Oszillatorkreises gelegt, dem Nullpunkt für die Oszillatorschwingung. Legt man den Schirmgittervorwiderstand parallel zum Schwingkreis, wird zugleich eine Dämpfung und dadurch die notwendige große Bandbreite erzielt. Wählt man den Katodenkondensator zu etwa 20 pF, so tritt eine gewisse Entdämpfung und damit eine Vergrößerung des Eingangswiderstandes ein.

Für die Dimensionierung des Gitterwiderstandes gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten: Betriebsfall a) mit $R_{g1} = 0{,}2\ M\Omega$ und Betriebsfall b) mit $R_{g1} = 1\ M\Omega$. Beim Betrieb mit hohem Gitterwiderstand besteht die Gefahr des Überschwingens. Im Betriebsfall a) ist der Spannungsabfall des Gitterstromes am Gitterwiderstand zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung, die zum Schwingbetrieb notwendig ist, nicht ausreichend. Man muß sie durch den Spannungsabfall an einem Katodenwiderstand vergrößern.

Betriebsfall	a)	a)	a)	b)	
U_b (+U_a)	250	200	170	170 +	V
U_{g2}				170	V
R_{g2}	25	25	25		kΩ
R_k	250	300	500		Ω
R_{g1}	0,2	0,2	0,2	1	MΩ
U_{g3}	0	0	0	0	V
U_{osz} ===	—2,7	—2,6	—3,3	—3	V
hierbei					
$U_{g1\,(k)}$	—2,4	—2,3	—3		V
$R_{g1} \times I_{g1}$	—0,3	—0,3	—0,3	—3	V
$U_{osz\,eff}$	1,8	1,6	1,6	1,8	V
I_a	8,5	6	4,5	10	mA
I_{g2}	2,5	1,7	1,5	2,6	mA
I_{g1}	1,5	1,5	1,5	3	μA
S_m	4,7	4	3,55	5,5	mA/V
S_c	3,15	2,8	2,75	3,15	mA/V
R_i	540	500	450	250	kΩ

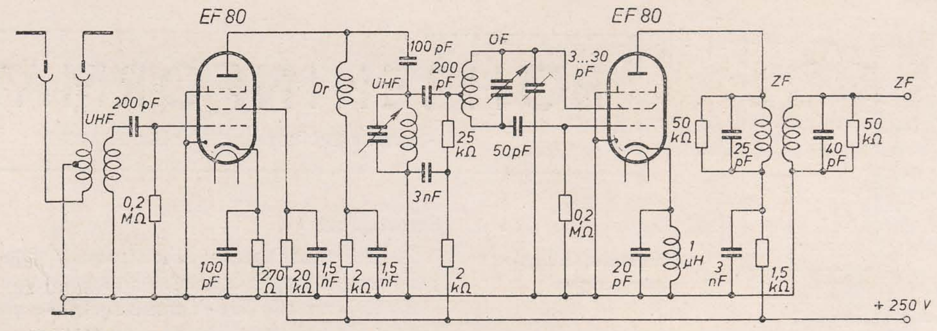
Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_e	ca. 6	kΩ
äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	ca. 5,5	kΩ

Grenzwerte

Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300	V
Anodenkaltspannung .	$U_{aL\,max}$	550	V
Schirmgitterspannung .	$U_{g2\,max}$	300	V
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2L\,max}$	550	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	2,5	W
Schirmgitterbelastung .	$N_{g2\,max}$	0,7	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	15	mA
Gitterableitwiderstand bei automatischer Vorspannung	$R_{g1\,(k)\,max}$	1	MΩ
bei fester Vorspannung	$R_{g1\,(f)\,max}$	0,5	MΩ
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U_{f/k\,max}$	150	V
Äußerer Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Gitterstromeinsatzpunkt ($I_{g1} \leqq 0{,}3\mu A$) .	U_{ge}	—1,3	V

Kapazitäten

Eingangskapazität	c_e	ca. 7,5	pF
Ausgangskapazität	c_a	ca. 3,3	pF
Kapazität zwischen			
Anode — Katode	$c_{a/k}$	< 0,012	pF
Gitter 1 — Anode......	$c_{g1/a}$	< 0,007	pF
Gitter 2 — alle übrigen Elektroden außer g1 ..	$c_{g2/—}$	ca. 5,4	pF
Gitter 1 — Gitter 2.....	$c_{g1/g2}$	ca. 2,6	pF
Gitter 1 — Heizfaden...	$c_{g1/f}$	< 0,15	pF
Heizfaden — Katode ...	$c_{f/k}$	ca. 5	pF



UHF-Vorstufe und selbstschwingende Mischstufe mit der EF 80

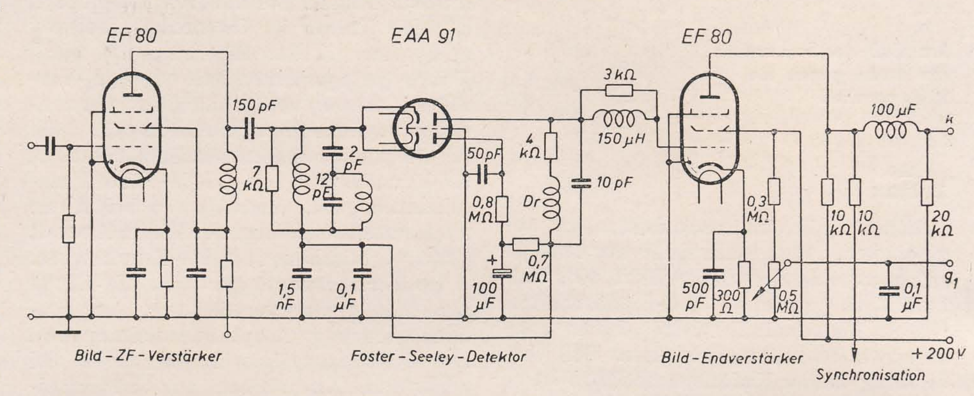
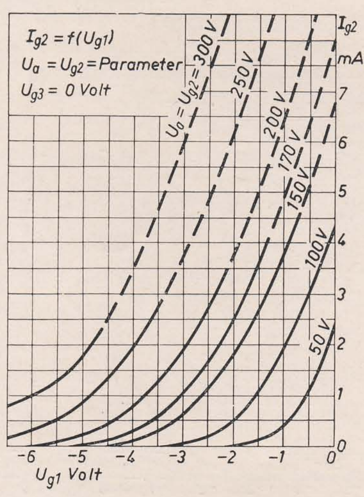
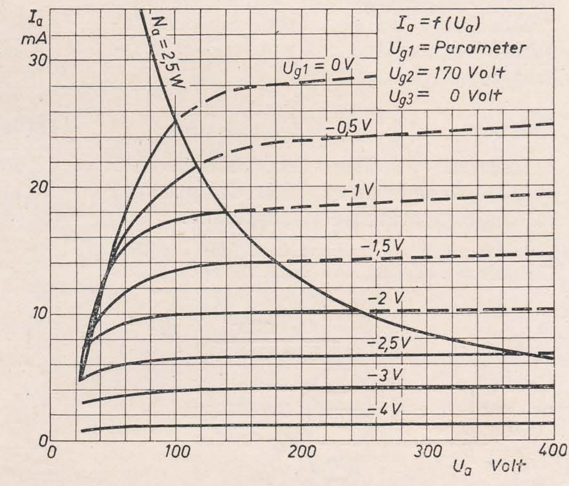


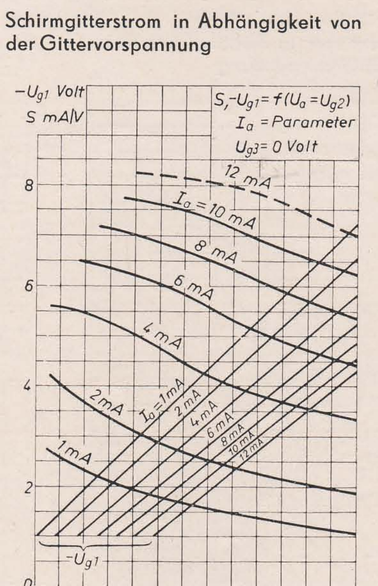
Bild-ZF-Verstärkung (EF 80), Foster-Seeley-Detektor (EAA 91) und Bildendverstärker (EF 80) eines Fernsehempfängers



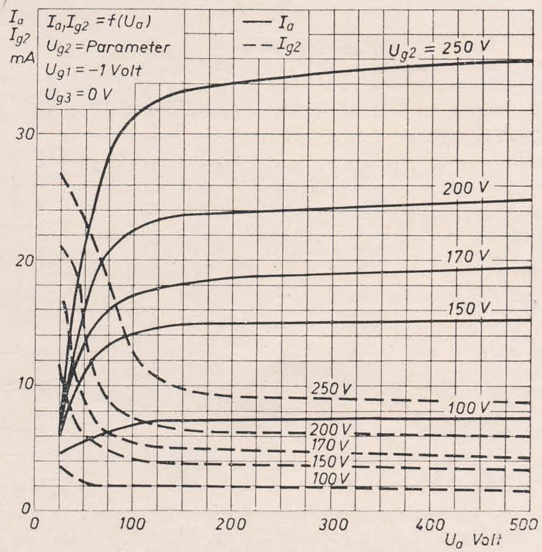
Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung, $U_{g2} = 170$ V



Steilheit und Gittervorspannung in Abhängigkeit von Anoden- und Schirmgitterspannung



Anodenstrom und Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung bei verschiedenen Schirmgitterspannungen

LEHRGANG FUNKTECHNIK

12. Fortsetzung

Die Schaltungstechnik

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Die chemische Zusammensetzung der Zellenplatten ist folgende:

negative Platte: Eisenhydroxydul $Fe(OH)_2$ bzw. Kadmiumhydroxydul,
positive Platte: Nickelhydroxydul $Ni(OH)_2$.

Beim Laden wird in der + Platte das Nickelhydroxydul $Ni(OH)_2$ in Nickelhydroxyd $Ni(OH)_3$ umgewandelt, und in der — Platte wird das Eisenhydroxydul zu Eisen reduziert. Bei der Entladung erfolgt der chemische Vorgang in umgekehrter Richtung. Wir erhalten also folgende Gleichungen für die chemische Reaktion:

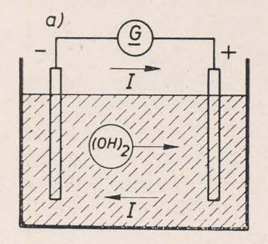
Laden:

— Platte $Fe(OH)_2 - (OH)_2 = Fe$
+ Platte $2\,Ni(OH)_2 + (OH)_2 = 2\,Ni(OH)_3$

Entladen:

— Platte $Fe + (OH)_2 = Fe(OH)_2$
+ Platte $2\,Ni(OH)_3 - (OH)_2 = 2\,Ni(OH)$

Der elektrische Vorgang ist durch das Wandern des $(OH)_2$ - Iones gekennzeichnet, das beim Laden von der negativen Platte zur positiven Platte und bei



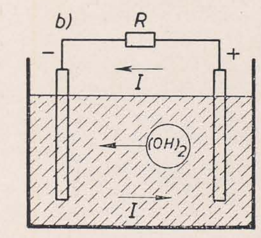


Bild 159: Die chemischen und elektrischen Vorgänge in einer Stahlzelle (schematisch) beim Laden (a) und Entladen (b)

der Entladung in der umgekehrten Richtung wandert (vgl. Bild 159). Der Elektrolyt nimmt an der elektrischen Strömung keinen unmittelbaren Anteil und dient nur als Stromleiter. Die Dichte der Kalilauge ändert sich nur unwesentlich. Sie ist deshalb kein Anhaltspunkt für den Ladezustand der Zelle. Die Laugendichte schwankt zwischen 1,18 bis 1,20.

Der Verlauf der Klemmenspannung einer Nickel-Eisen-Zelle ist im Bild 160 dargestellt. Die Nickel-Kadmium-Zelle verhält sich ähnlich. Geladen ist die Zelle, wenn bei konstantem Ladestrom die Ladespannung nicht mehr steigt. Die Ladespannung setzt mit etwa 1,6 bis 1,8 V ein und steigt erst im letzten Teil der Ladung etwas an (Bild 160, Kurve a). Die Entladung der Zelle wird bis zu einer

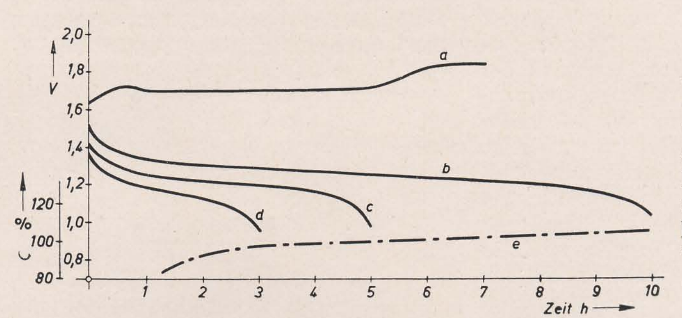


Bild 160: Lade- und Entladekurven einer Stahlzelle
a) Ladekurve mit konstantem Strom in 7 Stunden
b) Entladung in 10 Stunden
c) Entladung in 5 Stunden
d) Entladung in 3 Stunden
e) Zellenkapazitäten in Abhängigkeit von der Entladezeit

Klemmenspannung von 1 V vorgenommen (Kurven b, c, d). Kurve e veranschaulicht die Abhängigkeit der Zellenkapazität bei verschiedener Entladedauer, bezogen auf die fünfstündige Listenkapazität (100%). Sie ändert sich nur unwesentlich. Der Ah-Wirkungsgrad liegt bei rund 70% und der Wh-Wirkungsgrad beträgt 50 bis 60%.

Im Bild 161 sind die Entladekurven von Blei-, Stahl- und Trockenzellen wiedergegeben. Wie aus dem Bild ersichtlich ist, haben die Stahl- und die Trockenzelle annähernd den gleichen Verlauf der Entladekurve.

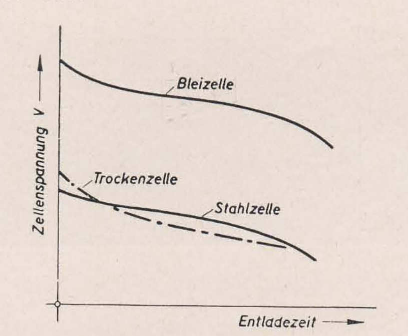


Bild 161: Schematisierte Entladekurven chemischer Stromquellen

Zu beachten!

Eine Stahlbatterie darf nicht im gleichen Raum mit einer Bleizelle aufgestellt oder geladen werden, da die Schwefelsäuredämpfe der letzteren die Stahlzellen angreifen.

Die Stahlzellen sind immer gut zu verschließen, da aus Kalilauge bei Zutritt von Luft Kaliumkarbonat entsteht, so daß der Zelleninnenwiderstand erhöht und die Kapazität herabgesetzt wird.

Die Kalilauge hat ätzende Wirkung! Sie darf nicht mit Körperteilen oder Kleidungsstücken in Berührung kommen. Bei Verletzungen hilft Borsäurelösung oder essigsaure Tonerde.

Netzgleichrichter Grundschaltungen

Von besonderem Interesse sind die Einphasennetzgleichrichter, da der größte Teil aller Funkanlagen aus Wechselstromlichtnetzen gespeist wird. Die Grundschaltungen der einphasigen Netzgleichrichter zeigen die Bilder 163 bis 167. Dabei können als Gleichrichterstrecken (elektrische Ventile) alle Gleichrichterarten, wie Hochvakuum-, Quecksilberdampf- oder Trockengleichrichter Verwendung finden. Quecksilberdampfgleichrichter arbeiten fast nur in Gleichrichtern großer Funkanlagen (z. B. Sendern). Die Durchlaßrichtungen der Gleichrichterstrecken sind mit Pfeilen angedeutet, die in die Richtung der Spitzen der Dreiecksymbole — Schaltzeichen für elektrische Ventile (Bild 162) — weisen.



Bild 162: Schaltzeichen für ein elektrisches Ventil (z. B. Trockengleichrichter, Detektor)

Am Belastungswiderstand R_b wird die gleichgerichtete Spannung abgenommen.

Während die Einwegschaltung (Bild 163) auch ohne den Netztransformator arbeitet, ist für den Aufbau einer Gegentaktschaltung (Zweiwegschaltung) ein Netztransformator mit Mittelanzapfung der Sekundärwicklung erforderlich. Bei der Graetzschaltung, die ebenfalls ein Zweiweggleichrichter ist, entfällt die Mittelanzapfung, man benötigt jedoch vier Gleichrichterstrecken.

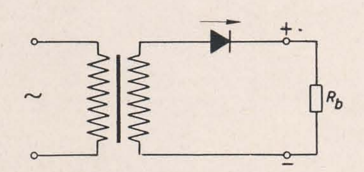


Bild 163: Einweggleichrichterschaltung

Die Zweiwegschaltung ist im Gegentakt ausgeführt, das heißt, während einer Halbperiode der Netzwechselspannung ist jeweils nur eine Hälfte der Schaltung wirksam. Die andere läuft leer und ver-

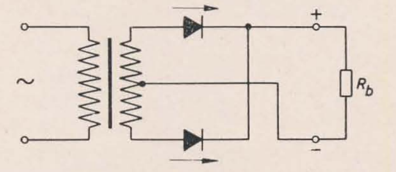


Bild 164: Gegentaktschaltung (Zweiweggleichrichterschaltung)

ursacht Leerlaufverluste, die bei größeren Transformatoren unter Umständen sehr hoch sein können. Die Wirkungsweise der Zweiwegschaltung soll mit Hilfe des Bildes 165 erläutert werden. Während der einen Halbwelle der Netzwechselspannung möge die Spannung der Sekundärwicklung des Netztransformators die im Bild 165 a angegebene Polarität aufweisen. Da am Ventil Gl 2 gerade ein Minuspol liegt (wenn man für diese Betrachtung die Sekundärwicklung des Transformators als eine Spannungsquelle auffaßt), so ist Gl 2 gesperrt. Gl 1 ist durchlässig, und am Belastungswiderstand R_b liegt die Spannung der Wicklung I des Transformators. Bei der nächsten Halbperiode der Netzwechselspannung ist die Spannung der Sekundärwicklung umgepolt (Bild 165 b). Folglich wird Gl 1 gesperrt, und Gl 2 ist durchlässig. Somit liegt die Spannung der Wicklung II am Widerstand R_b. Man erkennt, daß die Polarität der Spannung am Widerstand R_b in jeder Halbperiode der Wechselspannung die

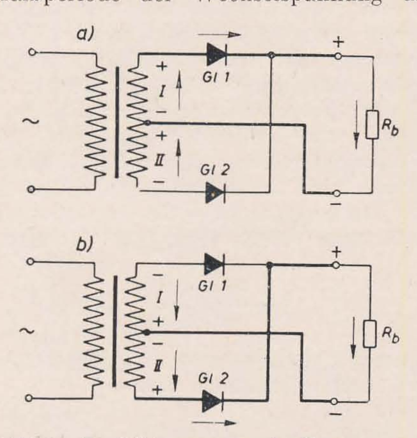


Bild 165: Zur Wirkungsweise der Zweiweggleichrichterschaltung

gleiche ist. Die Stromwege für jede Halbperiode der Netzwechselspannung sind im Bild 165 stärker gezeichnet. Auf die prinzipielle Wirkungsweise der Gleichrichterschaltung sind die verwendeten Ventile (Trockengleichrichter, Hochvakuum- oder Quecksilberdampfgleichrichter) ohne Einfluß.

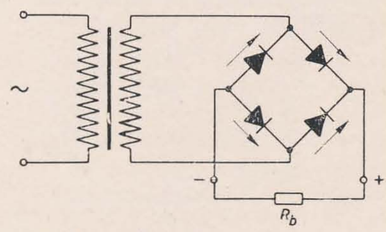


Bild 166 Graetzschaltung

Die Graetzschaltung arbeitet stets mit der ganzen Sekundärwicklung, wobei die Ströme, wie im Bild 166 veranschaulicht, auf verschiedenen Wegen zum gemeinsamen positiven bzw. negativen Pol fließen. Bei größeren Leistungen ist die Verwendung eines Graetzgleichrichters vorteilhaft, da er bei gleicher Leistung mit kleinerem Netztransformator ausgeführt werden kann, als er für einen Gegentaktgleichrichter erforderlich ist. Die Graetzschaltung wird deshalb bei Netzgleichrichtern größerer Leistung, wie Ladegleichrichter, Gleichrichter für Sendeanlagen usw., bevorzugt. Im Bild 167 ist in gleicher Weise wie für die Zweiwegschaltung der Stromlauf für die beiden Halbperioden der Netzwechselspannung des Graetzgleichrichters angedeutet.

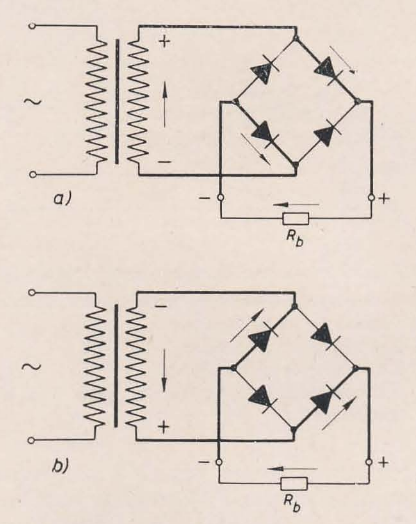


Bild 167: Zur Wirkungsweise der Graetzschaltung

Die gleichgerichtete Spannung ist eine stark pulsierende Gleichspannung. Sie muß für den Betrieb von Elektronenröhren durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen geglättet werden. In den Bildern 168 bis 170 sind die Oszillogramme einer sinusförmigen Wechselspannung sowie der durch Einweg- und Zweiweggleichrichtung gewonnenen pulsierenden Gleichspannungen wiedergegeben. Der reine Gleichspannungsanteil beträgt bei Zwei-

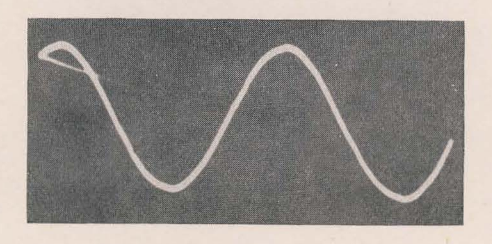


Bild 168: Oszillogramm einer sinusförmigen Wechselspannung

weggleichrichtung etwa 64% des Spitzenwertes, bei Einweggleichrichtung nur 32%. In der pulsierenden Gleichspannung des Zweiweggleichrichters ist die Netzfrequenz (50 Hz) nicht mehr enthalten, sondern nur deren doppelter Wert (100 Hz) und dessen ganzzahlige Vielfache (200, 300, 400 Hz usw.). Den Spannungsverlauf am Ausgang eines Zweiweggleichrichters (Bild 170) kann man als eine verzerrte Sinuskurve auffassen; denn im Gegensatz zur reinen Sinuskurve (Bild 168) ist der runde Kurvenverlauf während einer Halbperiode der Schwingung zu einem geknickten entartet. Diese Verzerrung des sinusförmigen Kurvenverlaufes ist für das Auftreten der Oberwellen (200, 300, 400 Hz ...) verantwortlich.

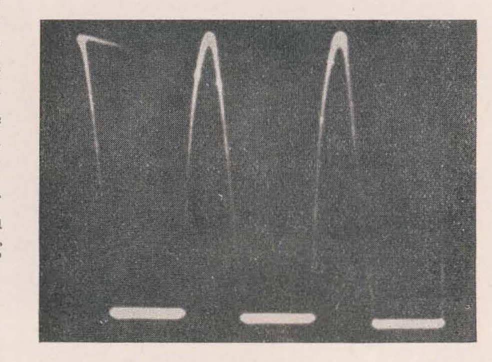


Bild 169: Oszillogramm der Ausgangsspannung eines Einweggleichrichters

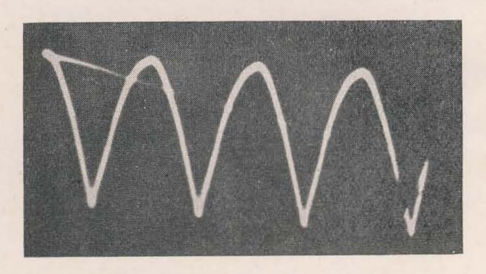


Bild 170: Oszillogramm der Ausgangsspannung eines Zweiweggleichrichters

Die besprochenen Gleichrichterschaltungen können auch an Dreiphasennetzen bei entsprechender Verkettung verwendet werden (Drehstromnetze). Die drei Wechselspannungen eines dreiphasigen Netzes sind bekanntlich um 120° gegeneinander phasenverschoben. Im Bild 171 a ist die dreiphasige Einwegschaltung dargestellt. Die Kurvenform des gewonnenen Gleichstromes ist hier naturgemäß gleichmäßiger, der Gleichstromanteil beträgt etwa 75% des Spitzenwertes (Bild 171 b).

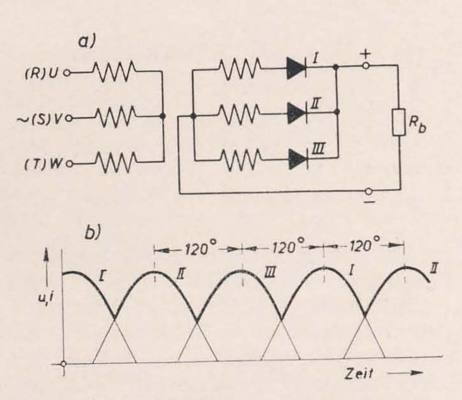


Bild 171: Dreiphasiger Einweggleichrichter
a) Schaltung b) Ausgangsspannung bzw. Strom durch R_b

In diesem Zusammenhang kann der Einphasen-Gegentaktgleichrichter (Bild 164) als Zweiphasen-Einweggleichrichter aufgefaßt werden. Die an den Enden der Sekundärwicklung herrschenden Wechselspannungen sind in bezug auf die Mittelanzapfung gegeneinander gerichtet, das

heißt um 180° phasenverschoben. Das einphasige Netz der Primärseite wird somit auf der Sekundärseite in ein zweiphasiges Netz mit zwei um 180° phasenverschobenen Spannungen umgewandelt. Die Einweggleichrichtung der Wechselspannungen dieses zweiphasigen Netzes ergibt die im Bild 170 dargestellte Ausgangsgleichspannung.

Aus dem Vergleich von Bild 164 mit Bild 171 a und von Bild 170 mit Bild 171 b geht diese anschauliche Deutung der Wirkungsweise der Gegentaktschaltung klar hervor. Diese Gegentaktgleichrichtung ist somit nur scheinbar eine Einphasenzweiweggleichrichtung. Als echte Einphasenzweiweggleichrichtung ist im Sinne des Gesagten lediglich die Graetzschaltung anzusehen.

Von besonderem Interesse ist noch der sogenannte Spannungsverdoppler. Diese Kunstschaltung arbeitet ohne Netztransformator. Bild 172 zeigt die Spannungsverdopplerschaltung nach Liebenow und Delon. Die beiden Gleichrichterstrecken liegen hier über den Belastungswiderstand R_b in Reihe. Man benötigt zum Aufbau der Schaltung grundsätzlich zwei unabhängige Gleichrichterstrecken, also Röhren mit getrennten Katoden (z. B. CY 2).

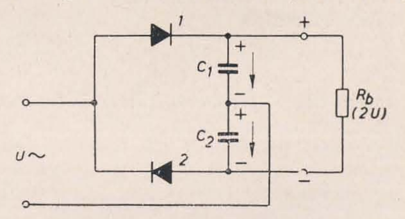


Bild 172: Spannungsverdopplerschaltung

Bei der positiven Halbwelle der Netzspannung ist die Strecke 1 leitend, und der Kondensator C_1 wird in der angedeuteten Richtung aufgeladen. Für die negative Halbwelle wird die Strecke 2 leitend und lädt den Kondensator C_2 auf. Die beiden Kondensatorspannungen addieren sich zum doppelten Spitzenwert der aufgedrückten Netzwechselspannung. Die Form der Ausgangsspannung entspricht der eines Zweiweggleichrichters.

Einweggleichrichter

Netzgleichrichter haben die Aufgabe, den vom Licht- oder Kraftnetz gelieferten Strom für den Betrieb einer Funkanlage umzuformen und bestehen bei Wechselstromnetzen aus Netztransformator, Gleichrichterröhre oder Trockengleichrichter und Siebkette (Bild 173).

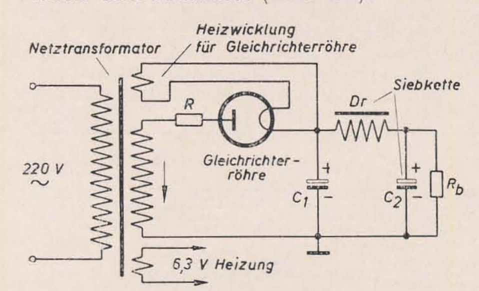


Bild 173: Schaltbild eines Einwegnetzgleichrichters mit direkt geheizter Gleichrichterröhre

Die der Primärwicklung des Transformators aufgedrückte Netzspannung wird auf den für die Röhrenheizung benötigten Wert (z. B. 6,3 V) herabtransformiert (Heizwicklung) und in einer getrennten Wicklung (Anodenwicklung) auf die für die Betriebsspannung (Anodenspannung) nötigen Werte herauftransformiert (zum Beispiel 300 bis 500 V). Eine weitere Heizwicklung ist für die Heizung der Gleichrichterröhre bestimmt. Der in der Anodenwicklung fließende Wechselstrom wird durch die Gleichrichterröhre gleichgerichtet, da nur dann ein Strom fließen kann, wenn die Anode der Gleichrichterröhre positiv ist. Allerdings enthält der so entstandene pulsierende Gleichstrom eine sehr starke Wechselstromkomponente, während die reine Gleichstromkomponente sehr gering ist (vgl. Bild 174 b). Der sogenannte Lade- oder Pufferkondensator C_1 hat die Aufgabe, die Wechselstromkomponente zu verringern. Ist die Gleichrichterröhre leitend, also während der positiven Halbwelle, lädt sich der Kondensator auf und entlädt sich während der negativen Halbwelle, das heißt in der Sperrzeit, über den Belastungswiderstand. Im nächsten Augenblick wird die Röhre wieder leitend (positive Halbwelle), und der Vorgang wiederholt sich. Der entnommene Strom hat den im Bild 174 c dargestellten Verlauf. Die Wechselstromkomponente ist viel kleiner geworden. Durch die folgende, aus Drossel Dr und Kondensator C_2 bestehende Siebkette wird dieser restliche Wechselstromanteil beseitigt oder zumindest

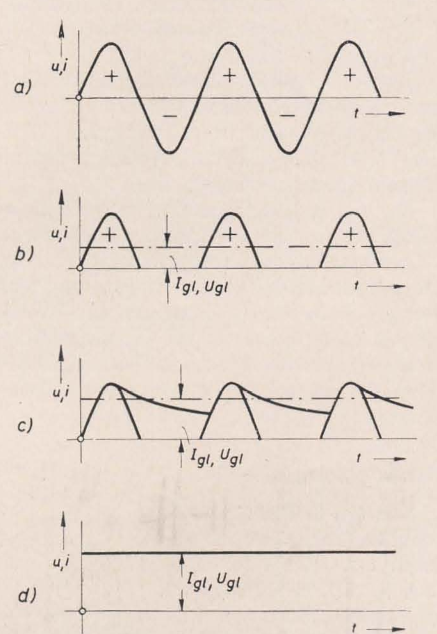


Bild 174: Gleichrichterwirkung eines Einweggleichrichters

a) die an der Anode der Gleichrichterröhre herrschende Wechselspannug
b) der durch Gleichrichtung entstandene Gleichstrom besitzt eine hohe Wechselstromkomponente
c) Wirkung des Ladekondensators
d) der nach guter Siebung entstandene reine Gleichstrom

stark verringert. Die Siebdrossel Dr stellt für den Wechselstrom einen hohen Widerstand dar, und der Siebkondensator leitet einen etwa vorhandenen Wechselstrom nach Masse ab. Wir können die Siebkette somit im Sinne des bereits Gesagten als einen Tiefpaß mit einer sehr niedrigen Grenzfrequenz ansehen ($f_g = 10$ bis 40 Hz). Der Gleichstrom passiert die Drossel und erzeugt am Belastungswiderstand eine reine Gleichspannung (Bild 174 d).

An Stelle der Drossel kann bei nicht zu hoher Stromentnahme auch ein Widerstand verwendet werden. Er wird gelegentlich als Siebwiderstand bezeichnet, an dem ein Spannungsabfall entsprechend dem aus dem Gleichrichter entnommenen Strom entsteht. Dieser muß bei der Bemessung des Gleichrichters berücksichtigt werden. Außerdem entfällt bei der Verwendung eines Widerstandes an Stelle der Drossel die Sperrwirkung der Drossel. Um diesen Nachteil etwas auszugleichen, muß der Siebkondensator einen größeren Kapazitätswert erhalten.

Die Siebdrossel, oft auch als Netzdrossel bezeichnet, muß immer einen Eisenkern mit Luftspalt besitzen. Ihre Selbstinduktion soll beim Nennstrom etwa 10 bis 20 H betragen. Die Größenordnung eines unter Umständen (im allgemeinen nur bei Kleinempfängern) verwendeten Siebwiderstandes beträgt 5 bis 10 kΩ.

Lade- und Siebkondensator sind gewöhnlich zwei 4 bis 32 μF große Elektrolytkondensatoren mit 300 bis 400 V Betriebsspannung. Bei größeren Ladekapazitäten ist in der Anodenzuleitung der Gleichrichterröhre oft ein Schutzwiderstand R von 30 bis 150 Ω vorgesehen (siehe Bild 173), der den Röhrenstrom beim Einschalten begrenzt und dadurch die Röhre vor Überlastung schützt; denn der Ladekondensator wirkt im Augenblick des Einschaltens als Kurzschluß. Der Schutzwiderstand bedingt jedoch einen gewissen Spannungsverlust. Seine Größe ist in den Röhrendatenblättern der Gleichrichterröhren in Abhängigkeit von den Betriebsverhältnissen der Gleichrichterschaltung vorgeschrieben.

Bei ungenügender Siebung ist in den Übertragungsanlagen und Übertragungsgeräten ein Störbrumm von 50 Hz bei der Einweggleichrichtung bzw. von 100 Hz bei der Zweiweggleichrichtung zu vernehmen. Die Berechnung der Siebkette zur Brummsiebung behandeln wir gesondert.

Die Gleichrichteranordnung nach Bild 173 wird Einwegschaltung (Einweggleichrichtung) genannt, da nur eine Halbwelle der Wechselspannung zur Gewinnung von Gleichstrom ausgenutzt wird.

Die entnehmbare Gleichspannung und der entnehmbare Gleichstrom hängen im wesentlichen von der verwendeten Gleichrichterröhre ab. Für jede Gleichrichterröhre gilt ein bestimmter Spitzenwert der Wechselspannung, der nicht überschritten werden darf. Der entnehmbare Gleichstrom ist ebenfalls durch die Herstellerfirmen vorgeschrieben. Arbeitet die Röhre mit kleineren Wechselspannungen, so kann der entnehmbare Strom eventuell erhöht werden.

Die abgegebene Gleichspannung, die immer höher als der Effektivwert der aufgedrückten Wechselspannung ist (Bild 174 c), hängt nicht nur von der Kapazität des verwendeten Ladekondensators, sondern auch von der Belastung des Gleich-

richters ab. Im Bild 175 sind die gemessenen Belastungskennlinien einer Einwegschaltung angegeben. Je größer die Kapazität des Ladekondensators ist, um so höher ist auch die entnehmbare Gleichspannung. Die Abhängigkeit von der Belastung ergibt sich durch den Innenwiderstand des Gleichrichters und den der Transformatorwicklung.

Man verwendet in Wechselstromgeräten vorwiegend direkt geheizte Gleichrichterröhren — wegen der wesentlich kürzeren Anheizzeit —, während indirekt geheizte Röhren für Allstromnetzgeräte Verwendung finden. Die Heizung der direkt geheizten Gleichrichterröhren muß stets durch eine getrennte Wicklung erfolgen, da sie gleichzeitig als Katode die volle Plusspannung führt.

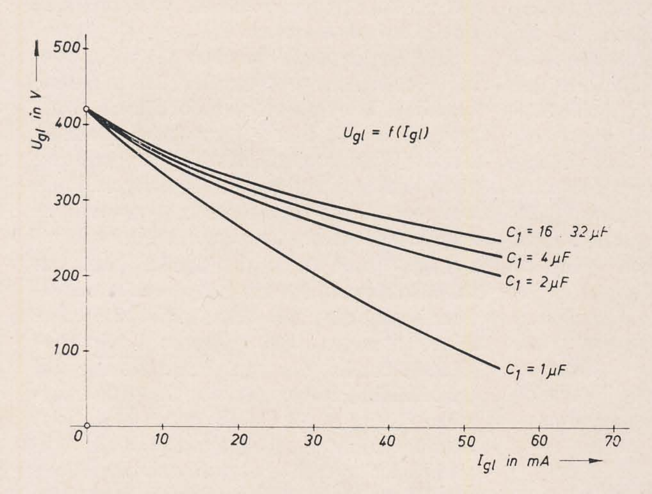


Bild 175: Belastungskennlinien einer Einwegschaltung

Zweiweggleichrichter

Die Zweiweg- oder Doppelweggleichrichtung nützt beide Halbwellen der aufgedrückten Wechselspannung aus und erhöht somit den Wirkungsgrad der Netzgleichrichtung (Bild 170). Zur Zweiweggleichrichtung werden meist Gleichrichterröhren mit zwei Anoden, sogenannte Zweiweggleichrichterröhren, verwendet. Bild 176 zeigt die Prinzipschaltung eines Zweiweggleichrichters.

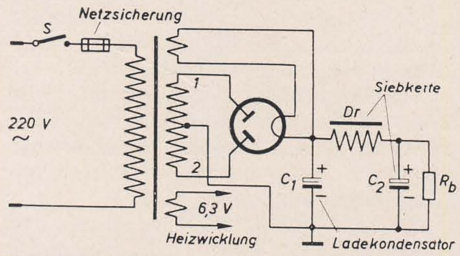


Bild 176: Schaltung für ein Netzteil mit Zweiweggleichrichtung

Die Anodenwicklung des Netztransformators ist mit einer Mittelanzapfung versehen, die meist an Masse angeschlossen wird. Die Spannungen an den Wicklungsenden sind in bezug auf die Mittelanzapfung gegeneinander gerichtet. Ist das Wicklungsende 1 positiv gegen die Mittelanzapfung, so ist zwangsläufig das Wicklungsende 2 negativ gegen die Mittelanzapfung. Der Weg 1 der Gleichrichterröhre wird leitend, während Weg 2 sperrt. Bei der nächsten Halbwelle ist das Wicklungsende 2 positiv und das Ende 1 negativ in bezug auf die Mittelanzapfung. Jetzt ist der Weg 2 leitend und Weg 1 nichtleitend. Es fließt also sowohl bei positiver als auch bei negativer Halbwelle ein Strom, und zwar immer in der gleichen Richtung (Gleichstrom): Von der Katode zu einer der Anoden und über das eine Wicklungsende zum Mittelabgriff. Dieser Gleichstrom enthält ebenfalls noch eine Wechselstromkomponente, die durch den Ladekondensator herabgesetzt wird und durch die anschließende Siebkette weitgehend beseitigt werden kann.

Zweiweggleichrichterröhren sind bei parallel geschalteten Anoden auch in Einwegschaltung zu verwenden, wobei der doppelte Strom entnommen werden kann. Der Zweiweggleichrichter arbeitet nur an einem Wechselstromnetz, da er einen Transformator benötigt. Beim Zweiweggleichrichter ist jeweils nur eine Hälfte der Sekundärwicklung wirksam, die Anodenwicklung muß also für die gleiche Ausgangsspannung die doppelte Windungszahl besitzen als eine entsprechende Wicklung für Einweggleichrichtung. Allerdings fließt bei gleicher Leistung nur der halbe Strom, so daß ein kleinerer Drahtquerschnitt verwendet werden kann und der Wickelraum somit annähernd der gleiche bleibt.

Der durch einen Zweiweggleichrichter gewonnene Gleichstrom hat keine so große Welligkeit wie der eines Einweggleichrichters (Bilder 169 und 170), so daß geringere Siebmittel aufzuwenden sind.

Die Kapazitäten des Lade- und Siebkondensators sind im allgemeinen nicht so groß wie beim Einweggleichrichter. Bei gleicher abgegebener Gleichspannung und bei gleichem Strom kann mit der Hälfte der Kapazitätswerte bei Einweggleichrichtung gerechnet werden. Es besteht jedoch im wesentlichen die gleiche Belastungsabhängigkeit (Bild 175).

Allstromnetzgeräte

Soll ein Empfänger sowohl an Wechselstrom- als auch an Gleichstromnetzen betrieben werden, so ist er meist mit einem Allstromnetzgerät ausgestattet.

Bei Allstrombetrieb wird, mit Rücksicht auf den eventuellen Gleichstrombetrieb, die Netzwechselspannung von 110 bzw. 220 V ohne Verwendung eines Transformators direkt in Einwegschaltung gleichgerichtet (Bild 177). Ist das Gerät an ein Gleichstromnetz angeschlossen, so muß darauf geachtet werden, daß die Anode der Gleichrichterröhre mit dem Pluspol des Netzes verbunden ist, da nur dann die Röhre eine leitende Verbindung herstellt.

Die Heizung der Röhren bei Allstrombetrieb erfolgt ebenfalls direkt aus dem Netz. Für diese Betriebsart werden die besonders entwickelten Empfängerröhren (C-, U- und V-Röhren) in Reihe geschaltet (Serienheizung), wobei zu beachten ist, daß alle Röhren den gleichen Heizstrom benötigen. Die restliche Spannung fällt an einem Vorwiderstand ab (Bild 177).

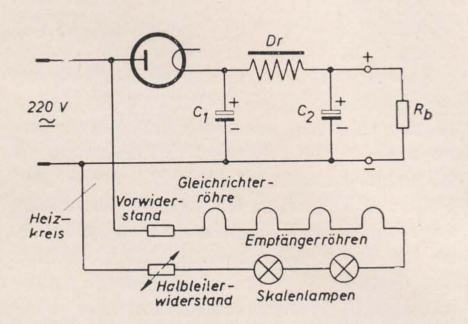


Bild 177: Gleichrichteranordnung bei Allstrombetrieb

Da in dieser Schaltung kein Netztransformator arbeitet, kann die Betriebsspannung nicht größer als die Netzspannung selbst sein. Außerdem ist es nicht möglich, eine getrennte Heizspannung für die Gleichrichterröhre zu erzeugen, wie es bei der Verwendung eines Netztransformators durch eine getrennte Wicklung der Fall ist. Daher können bei Allstrombetrieb nur indirekt geheizte Gleichrichterröhren Verwendung finden, um eine Kopplung des Netzes mit der Gleichstromseite zu vermeiden.

Neben den Skalenlampen ist in der Regel auch ein Halbleiterwiderstand in den Heizkreis geschaltet. Er hat die Aufgabe, den Einschaltstromstoß aufzufangen, da anderenfalls die Gefahr des Durchbrennens der Skalenlampen oder des Heizfadens einer der Empfängerröhren besteht.

Wird fortgesetzt

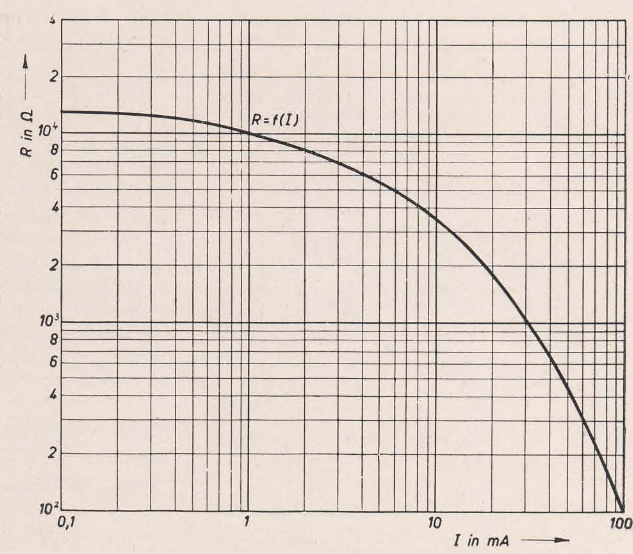


Bild 178: Widerstandskennlinie eines Halbleiterwiderstandes

FACHLITERATUR

Rund um die Elektrizität

Fachbuchverlag GmbH, Leipzig
231 Seiten, 173 Abbildungen, DIN B 6
Kunstleder 5,80 DM

Das Vorwort bringt bereits zum Ausdruck, daß sich das in der Bücherreihe „Bibliothek Wissen und Schaffen" erschienene Buch in erster Linie an die Jugend wenden möchte. Es werden keine Vorkenntnisse verlangt. Der Nachwuchs soll mit den grundsätzlichen Fragen der Elektrotechnik vertraut gemacht werden. Daß dieses Vorhaben gelungen ist, kann dem Autorenkollektiv bestätigt werden.

Als reines Lehrbuch ist der Inhalt in pädagogischer Hinsicht vielleicht etwas zu locker gehalten. Aber dafür sind die Ausführungen eine wertvolle Stütze zum tieferen Verständnis neben dem Studium von Fachbüchern oder bei der Ausbildung in Betrieben und Arbeitsgemeinschaften.

Das Buch ist flüssig geschrieben, und die Art der Darstellung ist teilweise recht kurzweilig gehalten. Frische und Klarheit des Textes wirken überzeugend. Außerdem ist eine Anzahl Versuche beschrieben, die ohne großes Rüstzeug beinahe von jedermann durchgeführt werden können. Ebenfalls zu begrüßen ist eine Reihe von eingefügten Rechenaufgaben, die praktische Messungen ergänzen können.

Ein Buch, das sich mit der Technik auseinandersetzt, kommt ohne Zeichnungen nicht aus. Sie sind deshalb in reichlicher Anzahl vorhanden, und zum größten Teil wurden sie — soweit es die rein bildmäßige Darstellung betrifft — sauber ausgeführt. Dagegen wird der Leser mit den Zeichnungen, die reine Schaltungstechnik vermitteln, nicht immer einverstanden sein. Beispielsweise wäre es zweckmäßiger gewesen, die mit Maßlinien und Maßhilfslinien umschriebenen Schaltelemente zugunsten einer besseren Übersicht wegzulassen. Die beim maschinentechnischen Fachzeichnen notwendigen Maßnahmen sind bisher beim elektrotechnischen Fachzeichnen noch nicht üblich geworden, weil sie nur die Klarheit trüben.

Auch „Pfeilspitzen", die unter anderem bei den Abbildungen 138 usw. die EMK einschließen, verwirren. Außerdem sind sie nach DIN 40700 nicht vorgesehen. Für die Anschlüsse an Stromquellen sollten grundsätzlich die rund ausgeführten Klemmensymbole benutzt werden.

Die Abbildung 172 und der nebenstehende Text sind einander widersprechend. Während der Text die Verhältnisse mehr oder weniger richtig klarlegt, ist der Ausgleichstrom der Parallelschaltung in der Abbildung als nach außen fließend falsch dargestellt.

Werfen wir endlich auch den aus der Steinzeit der Elektrotechnik übriggebliebenen Rheostaten über Bord. Dem Leser wird damit ein guter Dienst erwiesen. Der jeweilige Doppelsinn des viel besseren Wortes Widerstand, ob also Gegenstand oder Eigenschaft, ergibt sich doch stets aus dem Zusammenhang.

Vielleicht können diese Mängel und einige Druckfehler bei einer Neuauflage abgestellt werden. Für diesen Fall sei ein weiterer Vorschlag gemacht. Das Buch könnte an Gebrauchswert wesentlich gewinnen, wenn es ein ausführliches Stichwortverzeichnis ergänzen würde. Dafür kann auf den ohnehin knappen Anhang in Form von Tabellen und Zahlentafeln verzichtet werden. Diese Angaben können ausführlicher den weit verbreiteten Nachschlage- und Tabellenbüchern entnommen werden. Das Fach- und Fremdwörterverzeichnis jedoch paßt sich dem Buchinhalt harmonisch an und sollte deshalb beibehalten werden.

Ansonsten wird der aufmerksame Leser aus der stattlichen Zahl von 34 Kapiteln seinen Nutzen ziehen. Erfreulich ist, daß man auch tiefgründigeren Fragen nicht aus dem Wege gegangen ist. Es mögen in diesem Zusammenhang nur die Abhandlungen über Spannungsteiler, Innenwiderstand und Über- und Unterspannungen erwähnt werden. Der Innenwiderstand von Stromquellen und Generatoren wurde auf über 35 Seiten wirklich ausführlich behandelt. Diesen Abschnitt sollten sich selbst alte Praktiker nicht entgehen lassen.

Das Buch wird seinen Leserkreis finden. Wer es zunächst inhaltlich überfliegt, wird die Fülle des Stoffes erkennen. Wer es eingehend durcharbeitet, wird an der Gründlichkeit der Stoffbehandlung seine Freude haben. Wer nach Durcharbeitung des Buches sein Wissen prüft, wird feststellen, daß manche Lücke um das Wissen der Elektrotechnik auf unterhaltsame Weise geschlossen wurde. *Richter*

Fellbaum/Gerber/Hoffmann

Taschenmerkbuch für Elektro- und Rundfunktechniker

3. Auflage
Rich.-Markewitz-Verlag, Mühlhausen/Thür.
362 Seiten, DIN A 6, Halbl. 7,50 DM

Das schon seit einigen Jahren bekannte Taschenmerkbuch für Elektro- und Rundfunktechniker ist nunmehr in der dritten Auflage erschienen. Gegenüber den beiden ersten Auflagen hat es eine bedeutende Erweiterung erfahren und kann wegen der Art seiner Darstellung sowohl dem Fachmann in der Praxis als Gedächtnisstütze und Tabellenbuch als auch dem technischen Nachwuchs als Lehrbuch und Repertorium dienen. Die einzelnen Fachgebiete sind kurz, fast stichwortartig zusammengefaßt, wobei Wert darauf gelegt wurde, alle Fachausdrücke zu erläutern und die nötigen Formeln anzugeben. Schaltbilder, deren Ausführung allerdings etwas primitiv anmutet, Diagramme und Fotos sowie umfangreiche Tabellensammlungen und Normenzusammenstellungen erhöhen die Verständlichkeit und bilden den Übergang zur praktischen Anwendung.

Eingeleitet wird das Buch durch physikalische und mathematische Tabellen und die Erläuterung der allgemeinen Elektrotechnik. Aus dem Gebiet der Starkstromtechnik werden anschließend die Kapitel Wärme- und Lichttechnik, Elektromotoren, Elektroinstallation und Gleichrichter behandelt. Neu aufgenommen in die dritte Auflage wurde der Teil über Autoelektrik, über die sonst nur selten Literatur zu finden ist. Dann schließt sich das Fachgebiet Rundfunk- und Fernmeldetechnik an mit der Erläuterung der allgemeinen funktechnischen Grundlagen und den Kapiteln Rundfunkmechanik, Antennen, Störschutz, Elektroakustik, Meßtechnik und Fernsehen sowie eine Zusammenstellung der älteren und der genormten Schaltzeichen. Den Abschluß bilden ein Literaturverzeichnis und die Stichwortzusammenstellung.

Aus der Fülle der angeschnittenen Themen ist schon zu ersehen, daß es unmöglich ist, mehr als einen kurzen Abriß zu bieten, entsprechend dem Sinn eines Taschenbuches, für das ein wirklicher Bedarf vorhanden ist. Denn gerade die Elektrotechnik ist ein derartig umfangreiches Fachgebiet, daß man oft auf eine Formelsammlung oder ein Tabellenbuch angewiesen ist. Deshalb kann man auch in keinem Falle ein lückenloses Werk zusammenstellen, das den Ansprüchen aller Bildungsgrade entspricht. Die Verfasser umreißen im Vorwort die Aufgabe, die sie sich mit der Herausgabe des Taschenmerkbuches gestellt haben: Es soll dem Praktiker bei der täglichen Arbeit behilflich sein. Von diesem Standpunkt aus muß man das Buch in seiner jetzigen Form als gelungen bezeichnen.

Leider muß auch darauf hingewiesen werden, daß trotz der sonst gewissenhaften Arbeit einige Fehler gerade beim Nachwuchs zur Verwirrung Anlaß geben können. Zum Beispiel wurde bei dem nicht ganz leicht zu behandelnden Problem der Parallelschwingkreise nicht auf die beiden möglichen Arten der Ersatzschaltung (Parallel- und Reihenschaltung des Verlustwiderstandes) eingegangen. Die angegebenen Formeln beziehen sich jedoch teils auf die eine, teils auf die andere Betrachtungsart, ohne daß dies erkenntlich ist. Weiterhin wird behauptet, daß eine Siebdrossel bei doppelter Frequenz die vierfache Wirkung ausübt. Es wäre wünschenswert, wenn man solche Fehler durch ein Beiblatt berichtigen würde. *Spudich*

Dipl.-Ing. Helmut Pitsch

Hilfsbuch für die Funktechnik

2. verbesserte Auflage
Akademische Verlagsgesellschaft
Geest & Portig KG, Leipzig
355 Seiten, 346 Abb., 60 Tabellen
Preis 24,— DM

Daß dieses „Hilfsbuch für die Funktechnik" bereits nach so kurzer Zeit in zweiter Auflage erscheint, ist ein Beweis dafür, daß es seine Aufgabe erfüllt und seinen Abnehmerkreis gefunden hat. Es ist im wahrsten Sinne des Wortes ein Hilfsbuch; denn es ist für jeden Praktiker der Funktechnik ein Helfer, der nicht um Rat verlegen ist, der in allen Fällen die besten Methoden und die neuesten Erkenntnisse zur Verfügung hat und dadurch Fehler und langes Suchen und Probieren vermeiden hilft.

In zahlreichen Tabellen, Kurven und Nomogrammen ist der reiche Schatz an Erfahrungswerten zusammengetragen, der bei der Bearbeitung von funktechnischen Problemen zur Verfügung stehen muß, wenn man nicht bei jeder Aufgabe wieder von Grund auf beginnen will.

Der Verfasser stellt keine großen Anforderungen an die mathematischen Kenntnisse des Lesers, sondern vermittelt ihm die fertigen Endformeln, so daß er sich über den Gang der Ableitung nicht den Kopf zu zerbrechen braucht. Den gesamten Inhalt hier aufzuzählen, würde bei dem großen Umfang des behandelten Gebietes zu weit führen. Darum seien nur die Hauptabschnitte erwähnt: Mit den Grundlagen, den Stromquellen, der Anpassung und der Schwingungslehre beginnend, führt uns H. Pitsch über die Schaltelemente, wie Wirkwiderstände, Kondensatoren, Spulen und Transformatoren, Röhren und Gleichrichter, über die Siebschaltungen mit Schwingungskreis und Filter zum Kapitel über Empfänger, in dem die Verstärker, die Antennenkopplung, die Demodulation, das Rauschen, der Frequenzbereich, die Übertragungsmaße, der Tonabnehmeranschluß, die Rückkopplung, die Probleme des Zwischenfrequenzempfanges, der automatischen Schwundregelung und die Stromversorgung behandelt werden. Der Umfang des Stoffes zeigt schon, daß es unmöglich ist, auf den 355 Seiten des Buches jede Frage ausführlich zu behandeln. So erfreut es den Ratsuchenden durch knappe aber klare Darstellung, wobei vielfältige Literaturhinweise es ermöglichen, den Fragen an der Quelle auf den Grund zu gehen. Soweit Normen für Einzelteile oder Meßverfahren bestehen, sind sie angeführt.

Bei der Fülle des Stoffes ist es nicht verwunderlich, wenn dem Verfasser hier und da Irrtümer oder Ungenauigkeiten unterlaufen.

Für die Druckfehler müßte dem Buche vom Verlag ein Berichtigungsblatt beigelegt werden, damit durch sie vom Benutzer keine Fehler begangen werden.

Die Abbildungen und der Druck sind klar und deutlich, das Papier und der Einband sind gut und geben dem Inhalt des Buches den Rahmen, der ihm gebührt. *Schröder*

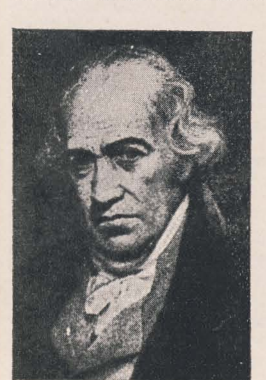
„Das große welthistorische Verdienst von Marx und Engels besteht darin, daß sie durch wissenschaftliche Analyse die Unvermeidlichkeit des Zusammenbruchs des Kapitalismus und seines Übergangs zum Kommunismus, in dem es keine Ausbeutung des Menschen durch den Menschen mehr geben wird, bewiesen haben." *W. I. Lenin*

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

19. 8. 1819

Der 1736 geborene englische Ingenieur James Watt stirbt in Heathfield bei Birmingham. Watt gilt als Erfinder der Dampfmaschine. Seit 1769 arbeitete er mit Boulton zusammen, mit dem er 1774 eine Maschinenfabrik gründete. Ihm zu Ehren wird die Einheit der elektrischen Stromleistung mit 1 Watt bezeichnet.



James Watt
1736–1819

1820

Karl Friedrich Gauß erfindet das „Heleotrop", ein Fernrohr mit Spiegelanordnung, das dazu diente, die bei ausgedehnten geodätischen Messungen auf weit entfernten Standpunkten schwer erkennbaren Signale durch ein Reflexionsbild der Sonne zu ersetzen.

1820

Der dänische Physiker Hans Christian Örsted entdeckt das Prinzip des Elektromagnetismus. Er bemerkte, daß eine auf einem Experimentiertisch befindliche Magnetnadel durch galvanischen Strom abgelenkt wurde. Deutsche, französische und englische Forscher warfen sich bald mit aller Energie auf dieses neue Gebiet der Wissenschaft. Während man auch nach der Entdeckung Örsteds zunächst noch an der Ansicht festhielt, daß nicht die Elektrizität, sondern der Magnetismus die einfachere, grundlegende Kraft sei, begründete Ampère die Theorie, daß die Grunderscheinung eine elektrische sei und daß alle Äußerungen des Magnetismus auf elektrischen Strömen beruhten. Dadurch war die industriell so außerordentlich fruchtbar gewordene Einwirkung der elektrischen Kraft auf den Grundstoff aller modernen industriellen Betätigung, das Eisen, festgestellt worden, nämlich seine Eigentümlichkeit, durch einen elektrischen Strom sehr kräftig magnetisiert zu werden. Diese Entdeckung bildete die Grundlage für die späteren Arbeiten von Gauß und Weber und für die Erfindung des elektrischen Telegrafen (s. 1833).

1820

Der französische Naturforscher André Marie Ampère schlägt vor, durch elektrische Ströme Signale zu geben, die durch Metalldrähte gehen und über Magnetnadeln laufen sollten, wobei er ebensoviel Nadeln und Drähte anwenden wollte, als es Buchstaben in einem Alphabet gibt.

Außer Ampère waren es auch Schilling und Ritchie, die die Ablenkung der Magnetnadel durch den galvanischen Strom zur elektrischen Zeichengebung vorschlugen und auch entsprechende Modelle bauten. Fechner in Leipzig (1829), Davy und Alexander in England führten ebenfalls nach verschiedenen Systemen Telegrafen aus, die aber unbeachtet blieben.

2. 10. 1820

Der französische Naturforscher André Marie Ampère veröffentlicht in der Pariser Akademie der Wissenschaften die auf Laplace zurückzuführende Idee eines elektromagnetischen Telegrafen. Er schlug vor, 30 Paar Drähte auszuspannen und jedes Paar um eine Magnetnadel herumzuführen, diese mit Buchstaben zu bezeichnen, durch galvanische Ströme abzulenken und so zu telegrafieren. Ritchie führte später danach ein Modell aus.

31. 8. 1821

Der Naturforscher Hermann von Helmholtz wird in Potsdam geboren. Unter anderem gab er dem von J. R. Mayer zuerst ausgesprochenen Grundsatz der Erhaltung der Energie den streng mathematischen Ausdruck. Er starb am 8. 9. 1894.

1823

Die Forscher beginnen, dem australischen Telegrafensystem (s. 30. 4. 1770) Beachtung zu schenken. Die von den Ureinwohnern Australiens erzeugten Rauchsäulen waren verschieden stark und hatten unterschiedliche Gestalt und Färbung.

4. 4. 1823

Karl Wilhelm (C. William) Siemens wird in Lenthe bei Hannover als jüngerer Bruder Werner Siemens' geboren. Er besuchte das Catharineum in Lübeck, dann die Gewerbeschule in Magdeburg, studierte 1841/42 in Göttingen, arbeitete in der Stollbergschen Maschinenfabrik, ging 1843 nach England, um dort die von seinem Bruder Werner erfundene galvanische Vergoldung auszuwerten (was ihm mit großem Erfolg gelang), ging 1844 zum zweiten Male nach England, um auf den von seinem Bruder Werner erfundenen und mit diesem verbesserten chronometrischen oder Differentialregulator das Patent zu nehmen, blieb ganz in England, ließ sich als Zivilingenieur nieder, gründete am 16. 3. 1850 mit seinem Bruder Werner die Siemens-Gesellschaft in England, erfand 1850 den Regulativkondensator, 1851 einen Wassermesser, übernahm 1858 die Leitung des Zweiggeschäftes von Siemens & Halske (die sich 1865 zur Firma Siemens Brothers & Co. entwickelte), errichtete in Charlton bei Woolwich eine mechanische Werkstatt zur Anfertigung von Telegrafenapparaten und Unterseekabeln, erfand 1860 das Widerstandsthermometer, 1861 den zur Messung von Meerestiefen sowie zur Kabellegung wichtigen Bathometer, lieferte 1868/69 die Leitungsmaterialien zur Indisch-Europäischen Telegrafenlinie (von Teheran durch den Kaukasus und die Krim zur russisch-preußischen Grenze), ließ nach seinen Entwürfen den ersten Kabeldampfer („Faraday") bauen, entwickelte 1868 ein Verfahren zur Erzeugung von Stabeisen und Stahl direkt aus den Erzen (mit Umgehung des Hochofens) und mit den Brüdern Martin ein Verfahren zur Erzeugung von Gußstahl auf offenem Herd, erfand 1872 eine neue Form des Dampfblasrohres, zahlreiche Vorrichtungen und Methoden zur Messung, Regulierung und Verwendung des elektrischen Stromes, berechnete die Vergeudung der Wasserkraft des Niagarafalles und schuf ein Projekt zur Verwertung derselben mit Hilfe der Elektrizität, beschäftigte sich mit der Verwendung des elektrischen Stromes zum Schmelzen von Stahl, entwarf den ersten elektrischen Stahlofen, wurde erster Präsident der Society of Telegraph-Engineers und war einer der ersten Metallurgen Englands.

1824

Der englische Physiker John Kerr wird geboren. Er entdeckte 1875 die Drehung der Schwingungsebene polarisierten Lichtes, den „Kerr-Effekt" (elektrooptischer Effekt, auf den Karolus 1929 bei der Schaffung seiner Fernseh- und Fernkinoapparatur zurückgriff), sowie die elektrische Doppelbrechung eines Lichtstrahles in Flüssigkeiten. Hieraus entwickelte er die Kerr-Zelle, die 1925 in der Karolus-Zelle praktisch angewendet wurde. Er starb 1907.

1824

Wallance konstruiert einen hydraulischen Telegrafen, der aber nicht eingeführt wurde.

12. 3. 1824

Der Physiker Gustav Robert Kirchhoff wird in Königsberg geboren. Er fand das Gesetz der Stromverzweigung und entdeckte 1860 mit Bunsen die Spektralanalyse. Er starb am 17. 10. 1887.



Gustav Robert Kirchhoff
1824–1887

26. 6. 1824

Sir William Thomson (seit 1892 Lord Kelvin of Largs) wird in Belfast geboren. Dieser englische Physiker widmete sich der mechanischen Wärmetheorie, förderte die Kabeltelegrafie, erfand den „Rekorder" oder „Heberschreiber", der bei dem am 4. 3. 1927 in Betrieb genommenen ersten deutsch-amerikanischen Kabel Emden-Azoren verwendet wurde, das von der Deutsch-Atlantischen Telegrafengesellschaft in Berlin (als Ersatz für das durch den ersten Weltkrieg verlorengegangene Kabel Emden-New York) von Emden nach der Insel Horta verlegt worden war. Er starb 1907.

1825

Der Mechaniker Wilhelm Gurlt wird in Berlin geboren. Er gründete 1853 in Berlin eine mechanische Werkstatt zum Bau von Telegrafeneinrichtungen für Eisenbahnen, mit deren Anfertigung er am 1. 4. 1853 begann und am 10. 6. 1853 den ersten Lieferungsvertrag mit der Preußischen Telegrafendirektion abschloß und die am 10. 7. 1915 in die Firma C. Lorenz AG in Berlin-Tempelhof aufging. Er starb 1897.



Wilhelm Gurlt
1825–1897

1825

In Rußland werden ständige optische Telegrafenlinien errichtet.

1826

Es wird der Vorschlag gemacht, einige der damals neuen Gaslaternen so aufzustellen, daß man sie in verschiedenen Figuren zu Leuchtsignalen zusammenarbeiten lassen konnte. Da dieser Vorschlag zu einer Telegrafie mit Gaslaternen unter dem Namen der Romanfigur Robinson Crusoe (von Daniel Defoe) erschien, war das ganze vermutlich eine Satire.

26. 7. 1826

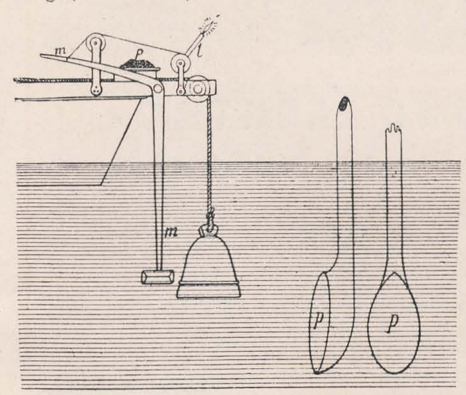
Augustin de Bétancourt, der 1798 mit Kleistschen Flaschen einen elektrischen Telegrafen zwischen Mailand und Aranjuez versucht hatte, stirbt in Petersburg (Leningrad).

1827

Der Franzose W. Sudre konstruiert einen Telegrafen mit Musiksprache. Er legte ihn im darauffolgenden Jahre der Pariser Akademie der Wissenschaften vor und nannte diese Einrichtung Telefonium. Dieser Musiktelegraf sollte die französischen optischen Telegrafen von Chappe bei Nacht und bei Nebel unterstützen.

1827

Collardon und Sturm messen die Schallgeschwindigkeit im Wasser und benutzen hierzu Geräte, die als Urbild der Unterwasserschallgeräte und -signale gelten können. Collardon hing im Genfer See eine Glocke ins Wasser, die durch Niederdrücken des Hebels m angeschlagen wurde, wobei gleichzeitig eine Kerze l das Pulver p entzündete. In einer Entfernung von 13487 m von der Glocke hing ein Höhrrohr P im Wasser, an dessen Ende man den durch das Wasser fortgepflanzten Schall vernahm. Die Zeit zwischen dem Sichtbarwerden des Pulverblitzes und der Wahrnehmung des Schalles betrug 9,4 Sekunden, so daß der Schall nach dieser



Messung der Schallgeschwindigkeit durch Collardon und Sturm (1827)

Messung in einer Sekunde 13487 : 9,4 = 1435 m/s im Wasser zurücklegte, also eine sehr genaue Messung, da sie der Schallgeschwindigkeit im Wasser von 1440 m/s sehr nahe kam.

1827

Jobard konstruiert einen weiteren hydraulischen Telegrafen, der aber keine Bedeutung erlangte.

1827

Der Physiker Georg Simon Ohm entdeckt das Ohmsche Gesetz, das Beziehungen zwischen Stromstärke, Spannung und Widerstand aufzeigt.

5. 3. 1827

Der französische Mathematiker, Physiker und Himmelsforscher Pierre Simon Laplace (geb. 1749, seit 1817 Marquis de), der unter anderem die von Ampère 1820 veröffentlichte Idee eines elektromagnetischen Telegrafen geäußert hatte, stirbt in Paris im 78. Lebensjahre.

5. 3. 1827

Der italienische Physiker Graf Alessandro Volta (geb. 1745), nach dem die Einheit für die elektrische Spannung „Volt" genannt wird, stirbt in Como im 83. Lebensjahre.

1828

Victor Triboaillet de St. Amand schlägt zur Schaffung eines elektrischen Telegrafen vor, einen mit Schellack, darüber mit Seide und dann mit Harz isolierten Draht in Glasröhren in die Erde zu legen und die Bewegungen eines Elektroskops zu einem Alphabet zusammenzustellen.

1828

Der englische Physiker William Nicol erfindet das nach ihm benannte Nicolsche Prisma zur Polarisation des natürlichen Lichtes, das später in der Fernsehtechnik eine große Rolle spielte.

1829

Gustav Theodor Fechner in Leipzig stellt einen elektrischen Telegrafen mit 24 Nadeln und 48 Drähten her, dessen Magnetnadeln durch elektrischen Strom abgelenkt wurden, der jedoch unbeachtet blieb.

3. 3. 1829

Carl Siemens wird zu Menzendorf als 10. von 14 Kindern eines Landwirtes geboren. Als Mitarbeiter seines Bruders Werner lebte er lange Zeit in Rußland, wo er die elektrische Telegrafie einführte. Er wurde dort geadelt und starb als letzter der berühmten Brüder im Jahre 1906 in Berlin.

Um 1830

Der französische Physiker Félix Savart führt grundlegende Versuche auf dem Gebiete der Akustik durch und versucht, die Grenzen zu bestimmen, bei denen das menschliche Ohr die höchsten und tiefsten Töne wahrzunehmen vermag. Mit Hilfe eines eigens zu diesem Zweck von ihm erfundenen Instruments fand er als Grenze für den tiefsten Ton 16 vollständige Schwingungen in der Sekunde. Bei noch weniger Schwingungen verschwindet der Ton vollständig. Als Grenze für die höchsten Töne fand er 48000 Schwingungen in der Sekunde. Zwischen diesen beiden Grenzen liegt eine ungeheure Anzahl von Tönen. Für die Männerstimme fand er als tiefsten Ton 190, als höchsten aber 678 Schwingungen in der Sekunde, während die Tonweite der Frauenstimme sich im Durchschnitt in einer Grenze zwischen 472 Schwingungen nach unten und 1606 Schwingungen nach oben bewegt.

2. 3. 1830

In München stirbt der Anatom Samuel Thomas von Sömmering, der 1809 den elektrolytischen Telegrafen erfand.

20. 7. 1830

Oberingenieur Karl Frischen wird in Bremen geboren.

Frischen erhielt seine Ausbildung am Polytechnikum Hannover, wo er insbesondere Maschinenbau studierte, kam 1851 in den Dienst des elektromagnetischen Telegrafen der Königlich Hannoverschen Eisenbahndirektion, wurde dort 1854 Telegrafeningenieur, ging 1867 als Obertelegrafeningenieur in die Telegrafenverwaltung des Norddeutschen Bundes und kam 1870 zu Siemens & Halske. Dort betätigte er sich beim Bau der Indo-Europäischen Telegrafenlinie und leistete vor allem bedeutende Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiete der Sicherungsanlagen für Eisenbahnen. Er schuf den ersten Blockapparat. 1889 erfand er durch Zufall den Lautsprecher. Er starb 1890.

Wir suchen: **1 UKW Superhetempfänger**

Typ EO 281, Fabrikat C. Lorenz, Frequenzbereich 3 bis 20 Meter od. ähnl. Gerät z. B. Allwellenempfänger bis zu mögl. höchsten Frequenzen, eventuell Wehrmachtgeräte, auch reparaturbedürftig.

Ausführliche Angebote an **VEB Kondensatorenwerk Gera**

Gera, Parkstraße 1 — Technische Abteilung

Oscillograph

Fabrikat Mende KFO 1 KM 521, Neuanschaffungspreis DM 1500, gibt preiswert ab **Elektro-Medizin Barth, Niederwartha/Dresden** · Ruf 89603

VERKAUFE

Rundfunk-Prüffeld, kompl. Röhrenprüfgerät, Röhren-Voltmeter, Schwebungssummer mit Röhren u. a.

Angebote unter 1118 DEWAG, Magdeburg, Karl-Marx-Straße 110

Fortschrittliche Fachliteratur studieren heißt die Arbeitsproduktivität steigern — besser leben

Wir suchen für unser Werk:

1 erfahrenen, ideenreichen

Konstrukteur

für die Entwicklung elektrischer Meßgeräte

Bewerbungsunterlagen sind zu richten an:

Staatl. A. G. für Maschinenbau »AMO«

Zweigniederlassung in Deutschland

Meßgeräte und Armaturenwerk Karl Marx

vormals Schäffer & Budenberg, Magdeburg

Kaderabteilung

Groß-Lautsprecher und alle Geräte-Lautsprecher

repariert, modernisiert, arbeitet auf, baut um auf Hoch- od. Tiefton

Walter Zierau, Leipzig C 1, Dittrichring 14



LEIPZIGER MESSE VOM 30.8.–9.9.1953

IHRE FACHGROSSHANDLUNG
FÜR DEN RUNDFUNKBEDARF

«Lipsia»

RADIO- UND ELEKTRO-
GROSSHANDELSGESELLSCHAFT

erwartet Sie! Und bietet Ihnen an:

Alle Rundfunkbauteile
Reparaturzubehör
Gehäuse-Skalen-Bastelteile
Magnet-Tonbandgeräte
Magnettonköpfe und Bauteile
Verstärker und Mikrophone

Unser Ausstellungs- u. Verkaufsraum gibt Ihnen viele Anregungen

Fernruf 66012 *Leipzig C1* Querstr. 26-28



Anlauf-
Blindstrom-
Rundfunk-
Störschutz-

Kondensatoren

Reparatur und Fertigung

FUNKFREQUENZ

HF-Gerätebau K. Schellenberg
in Verwaltung

Leipzig C 1, Goldschmidtstraße 22



Saphir - Dauer - Spielnadel

Wir liefern: **Auswechselbare Tonnadeln für leichte normale Tonarme**

Langspiel-Nadeln »MIKRO« · Lose Saphire

Saphire für Magnetfon-Köpfe (Einlagen)

Klanggetreue Wiedergabe, für 10fach-Spieler besonders geeignet. · Nicht stoßempfindlich durch federnde Lagerung · Geringer Rauschpegel u. plattenschonend

GEISHA · Fabrikation für Saphire der Tontechnik
Rudolf Gentsch, Leipzig C 1
Otto-Schill-Straße 3/5, Telefon 30120

Besuchen Sie uns zur Messe in unseren Geschäftsräumen im Zentrum
Nähe Thomaskirche



druckt

Radioskalen

für industrielle und handwerkliche Fertigung, sowie Druck von Skalen und Schildern aller Art auf Glas, Kunststoff und Metall

Zur Leipziger Messe 1953: Techn. Messe, Halle VII, Stand 888

Heinz Remmler · Leipzig O 5
Ernst-Thälmann-Straße 16 · Telefon 62734

Besuchen Sie uns zur Messe:



Karl Borbs K. G. Leipzig C 1
Querstraße 26-28

Hochspannungs-Voltmeter (statisch)
u. Kondensatoren; **LS 50**-Röhren und Sockel; EC 50; LG 200 sucht
A. Kresse, Halle, Brandströmstr. 207

Suche
Schiele-Steuerschütze
24 Volt, 6 Amp. oder Teile davon.
Angebote an RADIO-PANIER
Leipzig C 1, Reichsstraße 1-9
Tel. 6 64 33

Junger Mann
mit rundfunktechnischen Kenntnissen sucht passenden Wirkungskreis.
Angebote unter AE 552 an DEWAG-Werbung, Gera, Josef-Stalin-Straße 7

RUNDFUNKSENDER
SCHIFFSFUNK-ANLAGEN
SENDE- UND EMPFANGSGERÄTE
FÜR DEN PRESSE-, POLIZEI- UND BEHÖRDEN-FUNKDIENST

ZUR LEIPZIGER MESSE:
TECHNISCHES GELÄNDE
HALLE VII

VEB FUNKWERK KÖPENICK

BERLIN-KÖPENICK
WENDENSCHLOSS-STRASSE 154/158

HF RÖHREN

Miniatur-Röhren
Rundfunk-Röhren
Sende-Röhren
Fernseh-Röhren
Spezial-Röhren
Gleichrichter-Röhren
Thyratrons
Stabilisatoren

MESSGERÄTE

FÜR FORSCHUNG
UND ENTWICKLUNG



Besuchen Sie uns bitte auf der
LEIPZIGER-MESSE
vom 30. August bis 9. September 1953
Technische Messe, Halle VII, Stand 231 bis 237

VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN »HF«
BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE · OSTENDSTRASSE 1–5